

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE CARGA
PARA UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO**

BREYNNER GONZALO CAICEDO LOUBRIDO

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMÁTICA Y ELECTRÓNICA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2009**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE CARGA
PARA UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO**

BREYNNER GONZALO CAICEDO LOUBRIDO

Trabajo de grado para optar al título de ingeniero electrónico

**Director
JOHNNY POSADA CONTRERAS
Ingeniero Electrónico**

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMÁTICA Y ELECTRÓNICA
PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2009**

Nota de aceptación:

Aprobado por el comité de grado en cumplimiento de los requerimientos exigidos por la universidad autónoma de occidente para optar el título de ingeniero electrónico

ENRIQUE CIRO QUISPE

Jurado

HUMBERTO GIRONZA

Jurado

Santiago de Cali, Marzo 18 de 2009

CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	14
INTRODUCCION	15
1. BANCO DE PRUEBAS	17
1.1 DESCRIPCIÓN	17
1.2 OBJETIVOS	17
1.3 DESARROLLO	17
1.4 NECESIDADES	17
1.5 ESPECIFICACIONES	18
1.6 DESCOMPOSICIÓN FUNCIONAL	18
1.6.1 Diagrama funcional	19
1.7 ARQUITECTURA	19
2. MOTOR DE INDUCCIÓN	21
2.1 COMPONENTES DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	21
2.1.1 Estator	22
2.1.2 Tipos de rotor	23
2.2 SISTEMAS TRIFÁSICOS	24
2.3 CONEXIÓN DE MOTORES TRIFÁSICOS	25
2.4 SENTIDO DE GIRO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	25
2.5 POTENCIA	25
2.6 CALENTAMIENTO Y VENTILACIÓN	27

2.7	RENDIMIENTO Y FACTOR DE POTENCIA	28
2.8	CALCULO DE POTENCIA Y PAR DEL MOTOR	29
2.9	PAR RESISTENTE	30
2.10	DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN	32
2.11	CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN	34
2.11.1	Modelo de un motor de inducción como transformador	34
2.11.2	Circuito modelo del rotor	35
3.	COMPONENTES DEL BANCO DE PRUEBAS	38
3.1	SENSOR DE PAR	38
3.2	FRENO ELECTROMAGNÉTICO	41
3.3	TACOGENERADOR (sensor de velocidad)	43
4.	VARIACIÓN DE VELOCIDAD EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN	45
4.1.	CAMBIO DE NÚMERO DE POLOS	45
4.1.1	El método de polos consecuentes	45
4.1.2	Estatores con embobinados múltiples	47
4.2.	CAMBIO DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR	48
4.3.	CONTROL DE VOLTAJE DE LÍNEA	49
4.4.	CONTROL DE LA FRECUENCIA DE LÍNEA	50
4.5	CONTROL VOLTIOS/HERTZ	51
4.6	VARIADORES DE VELOCIDAD INDUSTRIALES	53
4.6.1.	Variadores de velocidad ABB	55
4.6.1.1	Prestaciones	55
4.6.1.2	Características principales	55

4.6.1.3 Control vectorial	53
4.6.1.4 Datos técnicos	54
4.6.2 Variador de velocidad Danfoss	54
4.6.2.1 Tecnología de placa fría	54
4.6.2.2 Tas	57
4.6.3 Variador de velocidad Yaskawa	58
4.6.4 Variador de velocidad MicroMaster	59
4.6.4.1 Características	59
4.6.4.2 Prestaciones	60
4.6.4.3 Forma de evitar interferencias electromagnéticas (EMI)	62
4.6.4.4 Modos de puesta en servicio	62
4.6.4.5 Modos de control	66
 5. IMPLEMENTACIÓN DEL EMULADOR DE CARGA	 68
5.1 PARAMETRIZACIÓN DEL MOTOR	68
5.1.1 Ensayo en vacío	68
5.1.2 Ensayo rotor bloqueado	69
5.1.3 Ensayo de CC para la resistencia de estator	70
5.2 CALCULO DE PARÁMETROS	72
5.3 PAR MÁXIMO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	75
5.4 SIMULACIÓN	76
5.5 DISEÑO CONTROLADOR DE CORRIENTE Y DRIVE DEL FRENO ELECTROMAGNÉTICO	82
5.5.1 Sensores de corriente	83
5.5.1.1 Sensores no lineales de corriente	83

5.5.1.2 Sensores lineales de corriente	83
5.5.1.3 Sensores Open-Loop	87
5.5.2 Selección Del sensor de corriente	87
5.5.3 Diseño controlador de corriente	89
5.6 DRIVE PARA FRENO ELECTROMAGNÉTICO	95
5.7 SISTEMA DSPACE	98
5.7.1 Tarjeta Controladora DS1104	99
5.7.1.1 Procesador PowerPC Maestro (Master PPC)	101
5.8 IMPLEMENTACIÓN EN TARJETA DSPACE	100
6. CONCLUSIONES	104
7. RECOMENDACIONES Y COMENTARIOS	105
BIBLIOGRAFÍA	106
ANEXOS	107

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Especificaciones del banco de pruebas	18
Tabla 2. Capacidad y medidas del sensor de torque TRS300	39
Tabla 3. Especificaciones sensor de torque TRS300	40
Tabla 4. Características físicas y eléctricas del freno Electromagnético	42
Tabla 5. Características del tacogenerador	43
Tabla 6. Ajustes por defecto para funcionamiento utilizando El panel SDP	63
Tabla7. Ajuste por defecto para funcionamiento básico Con el panel BOP	64
Tabla 8. Resultados de prueba en vacío	69
Tabla 9. Resultados de rotor bloqueado	70
Tabla 10. Reglas empíricas para dividirle circuito de reactancia Del rotor y el estator	74
Tabla 11. Características de los motores comerciales de inducción De aula de ardilla de acuerdo a la clasificación NEMA	76
Tabla 12. Datos del voltaje de freno Vs. Voltaje de salida sensor de par	80
Tabla 13. Relación de corriente y voltaje en el freno electromagnético	90

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control	15
Figura 2. Diagrama de bloques del sistema de carga	16
Figura 3. Caja negra del sistema	18
Figura 4. Descomposición funcional	19
Figura 5. Sistema físico – modular	20
Figura 6. Banco de pruebas	20
Figura 7. Motor de inducción trifásico	21
Figura 8. Bobinados del estator de un motor de inducción trifásico	22
Figura 9. Generación de un campo de estator rotatorio Para un estator de 2 polos	22
Figura 10. Generación de un campo de estator rotatorio Para un motor de 4 polos	23
Figura 11. Rotor jaula de ardilla	24
Figura 12. Sistema de tensión	24
Figura 13. Conexión de servicio de los motores trifásicos	25
Figura 14. Rendimiento y factor de potencia	29
Figura 15. Tipos de par resistente	30
Figura 16. Par Vs. Velocidad	32
Figura 17. Curvas típicas de par-velocidad para los distintos diseños De motores de inducción	34
Figura 18. Modelo transformador de un motor de inducción Con el rotor y el estator conectados por un transformador ideal de relación de vueltas a_{eff} .	35
Figura 19. Circuito modelo del rotor	36
Figura 20. Circuito modelo del rotor con todos los efectos	37

De frecuencia (deslizamientos) concentrados en la resistencia R_r	
Figura 21. Circuito equivalente por fase del motor	37
Figura 22. Componentes del banco de pruebas	38
Figura 23. Dimensiones sensor de torque TRS300	39
Figura 24. AD620 en modo diferencial	40
Figura 25. Conexión del amplificador operacional	41
Figura 26. Vista en exposición del freno electromagnético	42
Figura 27. Circuito inversor	44
Figura 28. Embobinados del estator de dos polos	46
Figura 29. Devanado de 2:4 mediante polos con polos consecuentes	46
Figura 30. Control de velocidad mediante la variación de la resistencia del rotor	48
Figura 31. Control de velocidad mediante la variación Del voltaje de línea	49
Figura 32. Características par-velocidad para todas las frecuencias	50
Figura 33. Relación voltaje/frecuencia para el control U/f	53
Figura 34. Variador de velocidad industrial electrónico	54
Figura 35. Variador ABB	56
Figura 36. Variador DANFOSS serie VLT 2800	57
Figura 37. Variador Yaskawa serie V1000	58
Figura 38. Diagrama de bloques del MicroMaster	61
Figura 39. Paneles del MicroMaster	63
Figura 40. Funcionamiento básico con el panel SDP	64
Figura 41. Botones del panel BOP	65
Figura 42. Variador Micromaster 440 de Siemens	67
Figura 43. Conexión de ensayo en vacío del motor de inducción	69

Figura 44. Ensayo del rotor bloqueado en un motor de inducción	70
Figura 45. Ensayo de CC para la resistencia del estator	71
Figura 46. Circuito resultante por fase de un motor de inducción	72
Figura 47. Circuito equivalente para el ensayo en vacío	72
Figura 48. Circuito equivalente para el ensayo del rotor bloqueado	73
Figura 49. Característica par/velocidad del motor de inducción	80
Figura 50. Relación entre voltaje de freno y voltaje de salida Del sensor de par	81
Figura 51. Similitud entre la ecuación y datos tomados	82
Figura 52. Diagrama de bloques del controlador de corriente	83
Figura 53. Conexión de resistencia Shunt	84
Figura 54. Bobina de Rogowski	84
Figura 55. Lamina semiconductora	85
Figura 56. Lamina semiconductora	85
Figura 57. Diagrama de bloque de un típico sensor de efecto Hall	86
Figura 58. Alimentación dual	86
Figura 59. Sensor Open Loop	87
Figura 60. Tiempo de respuesta	88
Figura 61. Acondicionamiento resistencia Shunt	88
Figura 62. Circuito equivalente al freno electromagnético	89
Figura 63. Diagrama de bloques	91
Figura 64. Respuesta en el tiempo	91
Figura 65. Simulación en PSpice del sensor de corriente	92
Figura 66. Combinación de las acciones de control	93
Figura 67. Diagrama de bloques completo del controlador	93

Figura 68. Respuesta en el tiempo del sistema	94
Figura 69. Simulación del controlador de corriente en PSpice	94
Figura 70. Circuito del drive del freno electromagnético	95
Figura 71. Simulación del drive para el freno en PSpice	96
Figura 72. Simulación del sistema completo	97
Figura 73. Comportamiento de las señales	97
Figura 74. Diagrama de Bloques de la arquitectura de la tarjeta DS1104	99
Figura 75. Bloques I/O digitales (master PPC)	100
Figura 76. Bloques básicos para comunicación serial	101
Figura 77. Diagrama de bloques del emulador de carga	102
Figura 78. Controlador de par	103
Figura 79. Interfaz gráfica en ControlDesk	103

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. Fotos banco de pruebas	107
Anexo B. Fotos tarjetas	109
Anexo C. Tarjeta DS1104	112

RESUMEN

En este proyecto de grado se realizó una aplicación para un banco de pruebas de un motor de inducción trifásico (MI) y un controlador de velocidad, esta aplicación consiste en implementar un emulador de carga que permita observar el comportamiento del MI y la acción del controlador del mismo ante las distintas cargas que se proporcionen; para esto se debe estudiar el MI, conocer sus características y determinar su capacidad o rango de operación, por lo cual se debe realizar pruebas experimentales con el fin de obtener variables que permitan obtener un modelo aproximado del MI.

Obtenido el modelo del MI, se estudia las diferentes formas de variación de velocidad para el mismo y los diferentes algoritmos para su control, con el propósito de seleccionar y ajustar el controlador y verificar el comportamiento del motor frente a las distintas cargas proporcionadas por el emulador de carga. Adicionalmente, se hace el acondicionamiento de las señales de los sensores que se tienen en el banco de pruebas para un mejor acople con el controlador, el emulador y las distintas partes del proyecto. La aplicación terminada se dejara de tal forma que el usuario pueda realizar su propio controlador y emular otros tipos de carga.

INTRODUCCIÓN

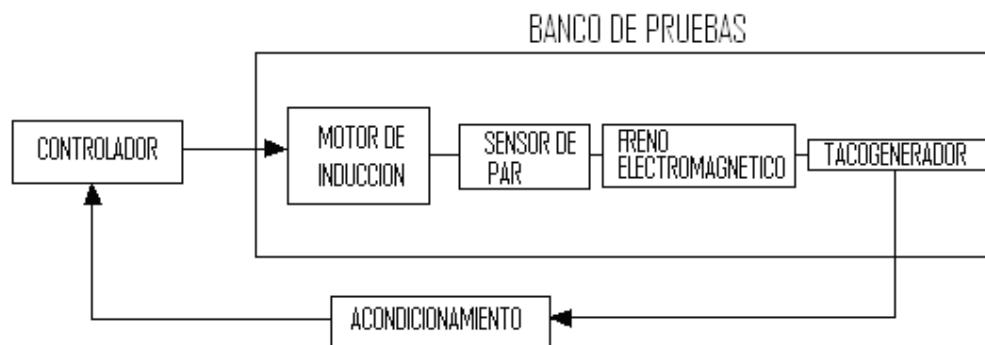
El MI es el más utilizado en la industria por su robustez, bajo costo, poco mantenimiento, adaptabilidad para ser utilizado en varios tipos de aplicaciones, etc. El MI consta de un rotor y un estator montado en cojinetes el cual se encuentra separado del estator por un entre hierro, en estas partes se alojan los bobinados estatóricos del MI los cuales llevan corrientes alternas, dicha corriente es suministrada al bobinado del estator y por inducción al bobinado del rotor. Los MI de baja potencia monofásicos se usan en aplicaciones domesticas como lavadoras, neveras, etc. Los MI trifásicos se usan en la industria en aplicaciones como bombas, ventiladores, compresores, etc.

El reconocimiento del MI hace necesario estudiar diferentes técnicas que permitan controlar su desempeño. Para controlar las variables de un MI, bien sea la velocidad o par, es necesario conocer los diferentes variadores de velocidad de la industria tales como los *Micromaster 440* de Siemens o los *ABB* que son variadores que permiten tanto el accionamiento de velocidad variable como el diseño de controladores.

Para el control de un MI existen varios tipos de control industrial tales como el control escalar, el control vectorial y el control directo de torque o DTC; estos son controladores que permiten el manejo de variables directas como par y velocidad; y variables indirectas como I_m (corriente de magnetización), flujo magnético, corrientes estatóricos, etc.

Cuando el MI trabaja cargado, la dinámica del mismo cambia según el par de carga. En el laboratorio existe un banco de pruebas para MI's de baja potencia, los componentes de este banco se encuentran marcados en la figura 1.

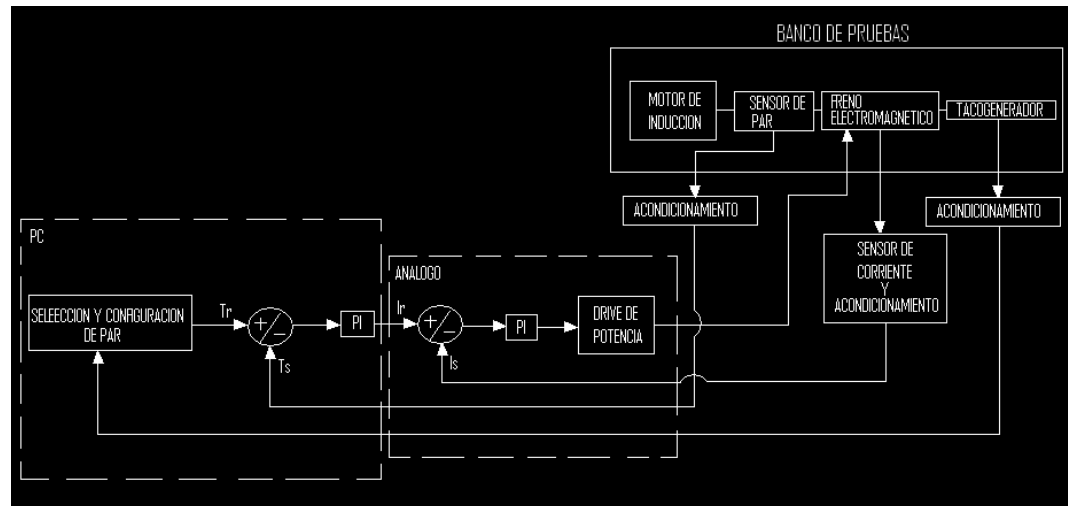
Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control



En el diagrama de bloques del sistema de control se sensa solo la velocidad del motor para así mismo variar la velocidad y diseñar el controlador que tome acción sobre la misma.

El proyecto tiene dos diagramas de bloques que lo conforman el primero es el diagrama de bloques del controlador, donde es sensada la velocidad mediante el Tacogenerador, acondicionada la señal e ingresada al controlador y el segundo consta del diagrama de bloques de carga mostrado en la figura 2.

Figura 2. Diagrama de bloques del sistema de carga



En el sistema general de carga se puede observar que tiene hardware que se encarga de los sensados y el drive para el freno electromagnético y el software que es la parte encargada de las cargas mecánicas.

Adicionalmente se trabajara con una tarjeta de adquisición de datos marca **dSPACE** que será la encargada de introducir al PC las variables que se necesitan tales como el torque o la carga que se le esta proporcionando al motor y la velocidad a la que este esta girando. La tarjeta de adquisición de datos incluye un panel el cual posee salidas digitales y análogas, también funciona en tiempo real, además es compatible con los software de Matlab y simulink; la señal de los sensores debe ser acondicionada para cumplir con el rango de trabajo de la tarjeta que es de -10V a 10 V.

1. BANCO DE PRUEBAS

En este capítulo se hablara de cómo se diseño y que criterios se tuvieron en cuenta para el diseño y posterior desarrollo del banco de pruebas. Para tener una información mas detallada de esta información o el banco de pruebas se puede consultar el trabajo que tiene por nombre “. *Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia*” desarrollado por Edwin Torres en el 2008.

1.1. DESCRIPCIÓN

Se pretende diseñar y desarrollar un Banco de pruebas modular para motores de inducción de baja potencia en la cual se pueda trabajar laboratorios en temas como el control de velocidad y par.

1.2 OBJETIVOS

- Proveer a la universidad y al departamento de automática y electrónica de una herramienta en la cual le ayude a captar con mayor eficiencia, la atención de los estudiantes en los cursos que ofrece el departamento.
- Diseñar un producto confiable y seguro que le permita al estudiante hacer prácticas relacionadas con el control de motores de inducción y así incrementar su interés en esta área.
- Vender una visión más agradable, segura y didáctica en el estudio de la electrónica de potencia.

1.3 DESARROLLO

El desarrollo comienza con la identificación de las necesidades del cliente la cual ya son necesidades planteadas y en las cuales se basa el proyecto.

1.4 NECESIDADES

- Se requiere generar fuerza y velocidad angular.
- Se requiere administrar una carga variable al sistema
- Se requiere medir el par generado por una carga variable.
- Se requiere medir velocidad angular.
- Se requiere de una estructura donde pueda alojar todos los anteriores.

- Se requiere un dispositivo donde pueda sensor corriente.

1.5 ESPECIFICACIONES

Su base son las necesidades del cliente, la cual nos permitirá establecer unas métricas que me permitan especificar el producto. A continuación podemos ver una la tabla 1 con las especificaciones.

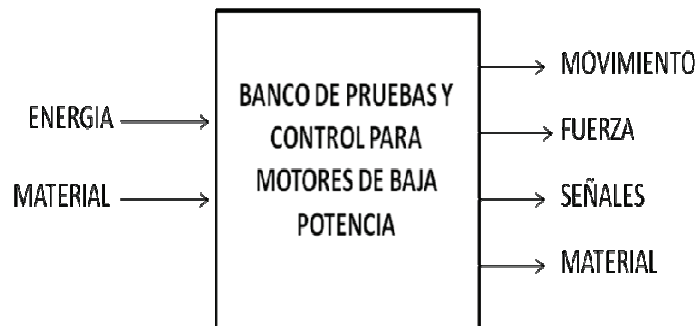
Tabla 1. Especificaciones del banco de pruebas

#métrica	Métrica	imp	Units
1	Se requiere generar fuerza y velocidad angular.	4	N,rpm
2	Se requiere administrar una carga variable al sistema.	4	N
3	Se requiere medir el par generado por la carga.	4	N
4	Se requiere medir velocidad angular.	4	Rpm
5	Se requiere una estructura donde pueda alojar todos los anteriores elementos.	4	E
6	Se requiere eliminar componentes de alta frecuencia en la señal de AC.	4	Hz
7	Se necesita sensor corriente.	4	I
8	Se necesita mejorar el hardware del inversor.	4	E
9	Se necesita organizar todos los elementos que permitan una interacción modular.	4	E

1.6 DESCOMPOSICIÓN FUNCIONAL

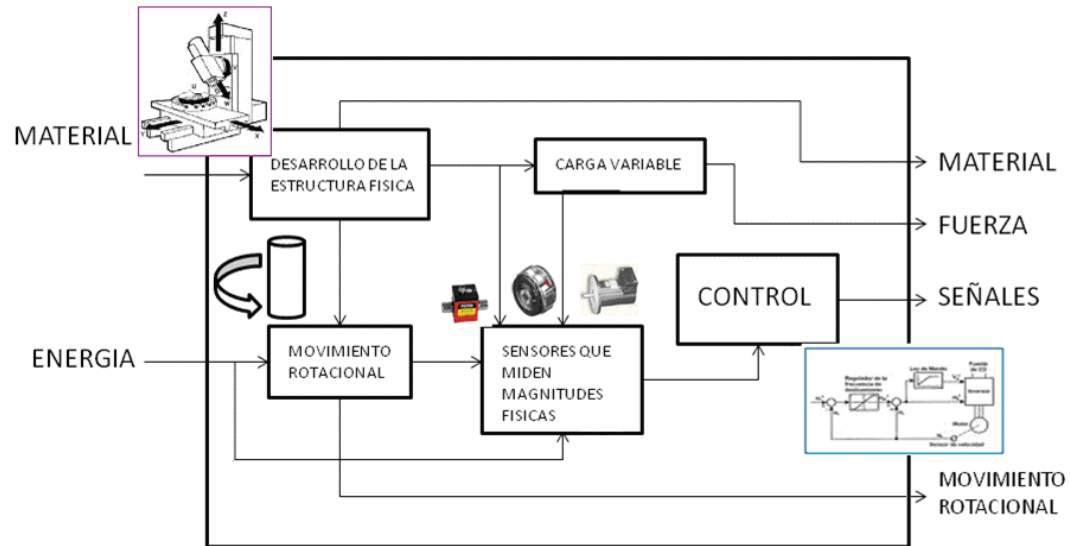
Caja Negra. En la figura 3, se representa el problema como una caja negra operando sobre material, energía y flujo de señales.

Figura 3. Caja negra del sistema



1.6.1 Diagrama funcional. Sobre el diagrama funcional del dispositivo ya existente basado en sub-funciones conocidas donde se pretende seguir un flujo y determinar operaciones anteriores y posteriores para obtener los resultados esperados.

Figura 4. Descomposición funcional



En esta fase del diseño, se toman los conceptos seleccionados y se ubican en módulos funcionales los cuales constituirán los elementos básicos del producto y el análisis de sus interacciones.

1.7 ARQUITECTURA

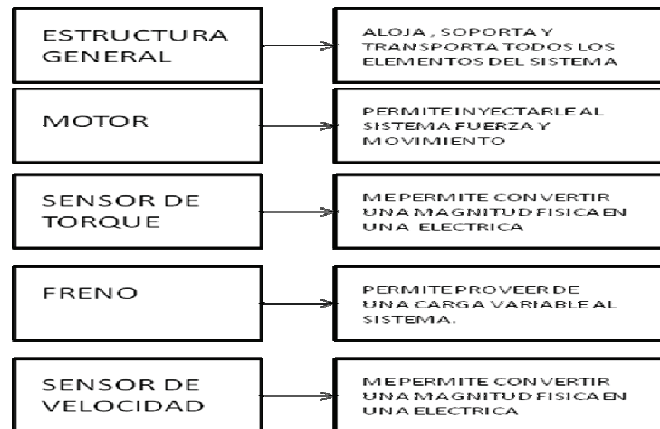
La selección de la arquitectura se relaciona con la planificación y desarrollo de conceptos del producto tales como:

- Cambios del producto debido a actualizaciones, adiciones, adaptaciones, deterioro por uso, consumo, etc.
- Variedad del producto
- Estandarización
- Desempeño
- Costo de manufactura
- Dirección del proyecto
- Sistema de ingeniería

Teniendo en cuenta estos conceptos, se escoge una **arquitectura modular**, ya que es permisible a los cambios de producto que puedan presentarse posteriormente.

Los objetivos del proyecto también enfocan en una arquitectura modular, ya que su principal objetivo es la realización de laboratorios donde se necesita montar y desmontar módulos según su aplicación.

Figura 5. Sistema físico – modular



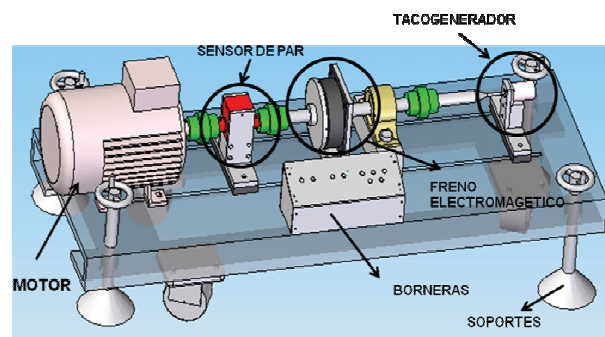
La arquitectura modular implementa una o varias funciones, teniendo en cuenta que la interacción entre ellos este bien definida. Tiene la ventaja de la simplicidad y reutilización para una plataforma de productos.

Para el desarrollo del proyecto se toma como base el diseño de un banco de pruebas (ver figura 6) desarrollado como proyecto de grado (modalidad tesis de grado) por el estudiante Edwin Torres de ingeniería Mecatronica, que consta de:

- Motor de inducción trifásico.
- Sensor de torque.
- Freno magnético.
- Tacogenerador.

Figura 6. Banco de pruebas

Vista del diseño



2. MOTOR DE INDUCCIÓN

Debido a que el banco de pruebas mencionado anteriormente posee un motor SIEMENS modelo 1LA7 081-4YA60 el cual es un motor de inducción trifásico en configuración estrella clase A, 220Vac de alimentación, 4.0 amperios de fase, 60Hz a 1.2Hp de potencia. En la figura 7, se muestra el motor de inducción en mención.

Figura 7. Motor de inducción trifásico



Fuente: Nuestro portafolio [en línea]: Colombia Motores de inducción. Bogota D.C.: Siemens, 2008 [consultado 10 enero 2009]. Disponible en: [//www.siemens.com](http://www.siemens.com)

El motor clase A es un motor de jaula de ardilla normal o estándar fabricado para uso a velocidad constante. Tiene grandes áreas de ranuras para una muy buena disipación de calor, y barras con ranuras ondas en el motor. Durante el periodo de arranque, la densidad de corriente es alta cerca de la superficie del rotor; durante el periodo de la marcha, la densidad se distribuye con uniformidad. Esta diferencia origina algo de alta resistencia y baja reactancia de arranque, con lo cuál se tiene un par de arranque entre 1.5 y 1.75 veces el nominal (a plena carga). El par de arranque es relativamente alto y la baja resistencia del rotor produce una aceleración bastante rápida hacia la velocidad nominal. Tiene la mejor regulación de velocidad pero su corriente de arranque varía entre 5 y 7 veces la corriente nominal normal, haciéndolo menos deseable para arranque con línea, en especial en los tamaños grandes de corriente que sean indeseables

2.1. COMPONENTES DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El motor de inducción trifásico está formado por un estator, en el que se encuentran las bobinas inductoras y un rotor, que puede ser de dos tipos:

- Rotor de jaula de ardilla.
- Rotor bobinado

2.1.1 Estator. El estator está construido de láminas de acero siliconado, y ensamblado como un cilindro hueco dentro de una carcasa de aluminio o hierro de fundición. Un bobinado distribuido de tres fases está acomodado en ranuras sobre la circunferencia interna. Cada uno de los tres bobinados de estator tiene dos mitades, en lados opuestos del estator. Los bobinados están dispuestos separadamente a 120° uno del otro. La sensibilidad de los bobinados es tal que, cuando la corriente pasa a través de cada bobinado, un campo magnético es inducido a través del rotor.

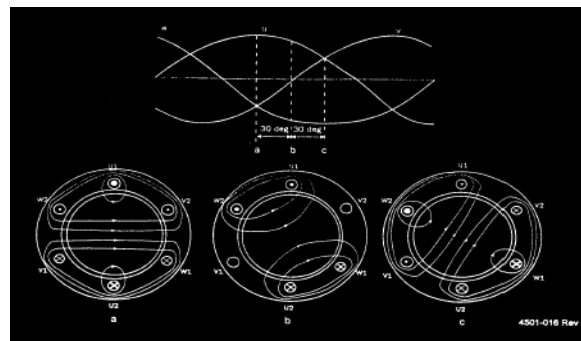
Figura 8. Bobinados del estator de un motor de inducción trifásico



Fuente: Nuestro portafolio [en línea]: Colombia Motores de inducción. Bogota D.C.: Siemens, 2008 [consultado 10 enero 2009]. Disponible en: [//www.siemens.com](http://www.siemens.com)

Cuando los tres bobinados son conectados a una fuente de tres fases, ya sea en configuración delta o estrella, se puede mostrar que el campo magnético producido rota. La velocidad de rotación del campo está relacionada directamente con la frecuencia de la tensión de la fuente. Esto es ilustrado en la figura 9. Como se puede ver, el modelo de flujo producido tiene dos polos magnéticos (un Polo Norte y un Polo Sur). Así, el motor es conocido como una máquina de dos polos.

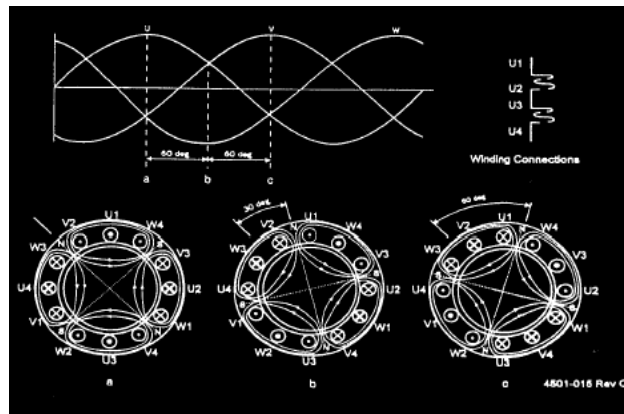
Figura 9. Generación de un campo de estator rotatorio para un estator de 2 polos



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

Refiriéndonos a la figura 10, En este estator, cada bobinado tiene cuatro secciones. Cada sección está desplazada 90° entre si. Así, cuando pasa una corriente a través de cada bobinado, se forman a través del estator dos campos magnéticos. De esta manera, cada bobinado tiene cuatro polos (máquina de cuatro polos).

Figura 10. Generación de un campo de estator rotatorio para un motor de 4 polos



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

2.1.1 Tipos de rotor

- **Rotor jaula de ardilla.** Un rotor de este tipo consiste en una serie de barras conductoras, colocadas en ranuras talladas en la cara del rotor y con sus extremos puestos en corto, por medio de anillos de cortocircuito. Este diseño hace referencia a un rotor de jaula de ardilla, por que los conductores parecen las ruedas de hacer ejercicio en donde suelen jugar las ardillas o ratones de laboratorio.

Figura 11. Rotor jaula de ardilla



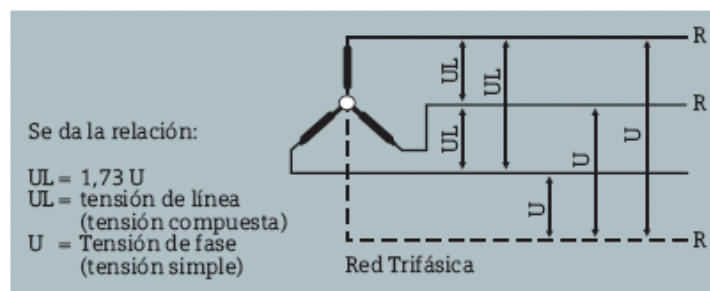
Fuente: Nuestro portafolio [en línea]: Colombia Motores de inducción. Bogota D.C.: Siemens, 2008 [consultado 10 enero 2009]. Disponible en: [//www.siemens.com](http://www.siemens.com)

2.2. SISTEMA TRIFÁSICO

Las redes trifásicas de baja tensión están formadas por los tres conductores activos R, S y T, y pueden ejecutarse con o sin conductor neutro. Los conductores neutros están unidos al centro de la estrella del generador o del transformador correspondiente al lado de baja tensión. Dos conductores activos, o uno de ellos y el neutro, constituyen un sistema de corriente alterna monofásica.

La tensión existente entre dos conductores activos (R, S, T) es la tensión de línea (tensión compuesta o tensión de la red). La tensión que hay entre un conductor activo y el neutro es la tensión de la fase (tensión simple).

Figura 12. Sistema de tensión

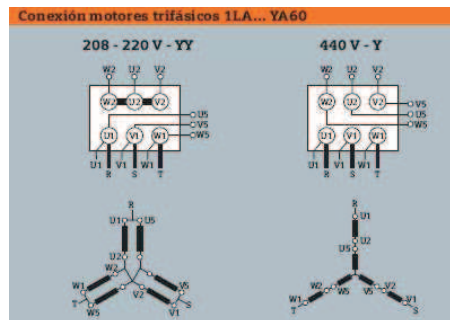


Fuente: Catalogo de “Motores trifásicos de inducción” [en línea]. Venezuela 2007. Universidad Simon Bolivar. [Consultado en 20 enero 2009]. Disponible en http://prof.usb.ve/jaller/Guia_Mag_pdf/cat_motores_ind.pdf

2.3. CONEXIÓN DE MOTORES TRIFÁSICOS

Los motores trifásicos se conectan los tres conductores R, S, y T. La tensión nominal del motor en la conexión de servicio tiene que coincidir con la tensión de línea de la red (tensión deservicio).

Figura 13. Conexión de servicio de los motores trifásicos



Fuente: Catalogo de “Motores trifásicos de inducción” [en línea]. Venezuela 2007. Universidad Simon Bolivar. [Consultado en 20 enero 2009]. Disponible en http://prof.usb.ve/jaller/Guia_Maq_pdf/cat_motores_ind.pdf

2.4. SENTIDO DE GIRO DE LOS MOTORES

Los bornes de los motores trifásicos están marcados de tal manera, que el orden alfabético de la denominación de bornes U, V, W, coincide con el orden cronológico si el motor gira hacia la derecha. Esta regla es válida para todas las máquinas, cualquiera que sea su potencia y su tensión. Tratándose de máquinas que sólo sean apropiadas para un sentido de giro, estará éste indicando por una flecha en la placa de características. Debajo de la flecha consta en qué orden se desconectarán los bornes con las fases correlativas de la red. Se consigue invertir el sentido de giro, intercambiando la conexión de dos conductores de fase. Antes de poner en marcha el motor debe revisarse la conexión y el sentido de giro.

2.5. POTENCIA

Para elegir un motor adecuado, se tienen en cuenta los datos siguientes: la carga de trabajo (potencia), la clase de servicio, el curso de ciclo de trabajo, los procesos de arranque, frenado e inversión, la regulación de la velocidad de rotación, las variaciones de la red y la temperatura del medio refrigerante.

La potencia de los motores que puedan conectarse a la red, considerando la intensidad en el arranque (la potencia aparente de arranque) para una cierta carga previa de la red, está determinada por la diferencia de tensiones que se considera admisible si la alimentación se hace a través de un transformador, y, si la alimentación se realiza por medio de un generador, por el diseño y excitación del mismo.

La potencia nominal del motor debe aproximarse lo más posible a la demanda de potencia de la máquina accionada. Si el motor está dimensionado en exceso, resultan las siguientes consecuencias: Mayor intensidad de arranque, por lo cual se necesitan fusibles mayores y una mayor sección en el conductor; servicio antieconómico, puesto que el factor de potencia y, bajo ciertas circunstancias, el rendimiento a carga parcial es menor que a plena carga. Entre $\frac{3}{4}$ y $\frac{1}{1}$ de la carga, varía poco el rendimiento

El motor toma de la red las siguientes potencias:

- Potencia activa:

$$P_w = \frac{P * 100}{\eta} \quad (2-1)$$

- Potencia activa:

$$P_w = \frac{P * 100}{\eta} \quad (2-2)$$

- Potencia aparente:

$$P_s = \frac{P * 100}{\eta * \cos \varphi} \quad (2-3)$$

- Potencia reactiva:

$$P_b = \frac{P * t_g * \varphi * 100}{\eta} \quad (2-4)$$

Donde:

P = Potencia suministrada
 P_w = Potencia activa (Kw) absorbida por la red
 P_s = Potencia aparente (KWA)
 P_b = Potencia reactiva (KVAr)
 U = Tensión de servicio (V)
 I = Intensidad en el estator (A)
 H = Rendimiento (%)
 cosφ = Factor de potencia

Para sistemas trifásicos tenemos que:

Potencia aparente:

$$P_s = \frac{u * I * 1.73}{1000} \quad (2-5)$$

Intensidad (A):

$$I = \frac{P * 1000 * 100}{U * \eta \cos \varphi * 1.73} \quad (2-6)$$

2.6. CALENTAMIENTO Y VENTILACIÓN

La vida útil de un motor es igual a la del aislamiento de sus devanados, si se prescinde del desgaste propio del servicio de los cojinetes, escobillas, anillos rozantes o colector, elementos que se pueden sustituir por otros nuevos sin que, relativamente, se realicen gastos de importancia. Por este motivo, se tendrán especialmente en cuenta las condiciones de servicio que afecten al calentamiento y, por tanto, al aislamiento. El calentamiento es una consecuencia de las pérdidas originadas en toda transformación de energía (en caso de motores, por ejemplo, transformación de energía eléctrica en energía mecánica).

El calentamiento del motor se produce, principalmente, por las pérdidas en el hierro de las chapas magnéticas y del núcleo y por las pérdidas en el cobre del devanado. Estas últimas calientan también el aislamiento de cada conductor. La temperatura admisible del aislamiento utilizado determina fundamentalmente la capacidad de carga del motor.

$$P_{per} = P_{abs} - P_{ced} \quad (2-7)$$

En la práctica no se indican las pérdidas del motor, sino su rendimiento, el cual se calcula de la siguiente forma:

$$\eta = \frac{P_{ced}}{P_{ced} + P_{per}} * 100 \quad (2-8)$$

Donde:

P_{per} = Pérdidas totales (Kw)

P_{abs} = Potencia activa tomada de la red (Kw)

P_{ced} = Potencia que se entrega en el eje (Kw)

η = Rendimiento (%)

Para las pérdidas, rige por tanto, lo siguiente:

$$P_{per} = \frac{100 - \eta}{\eta} * P_{ced} \quad (2-9)$$

La energía consumida en pérdidas = pérdidas por tiempo en Kwh. (calor), se acumula en el motor, de acuerdo a su capacidad térmica, conduciéndose una gran parte al medio ambiente, a través de la ventilación. Si la carga es constante, se alcanzará un estado de equilibrio cuando la cantidad de calor absorbida sea igual a la disipada, en servicio continuo, una vez que hayan transcurrido de 3 a 5 horas. La sobretemperatura entonces motivada (calentamiento) en los devanados y en el resto de las partes del motor es igual a la diferencia que hay entre la temperatura de la parte considerada y la del medio refrigerante. La sobretemperatura resulta de la relación existente entre las pérdidas que en el motor se transforman en calor y la capacidad de disipación del calor:

$$ST = \frac{P_{per}}{W_a} \quad (2-10)$$

Donde:

ST = sobre temperatura (°c)

P_{per} = Perdidas (W)

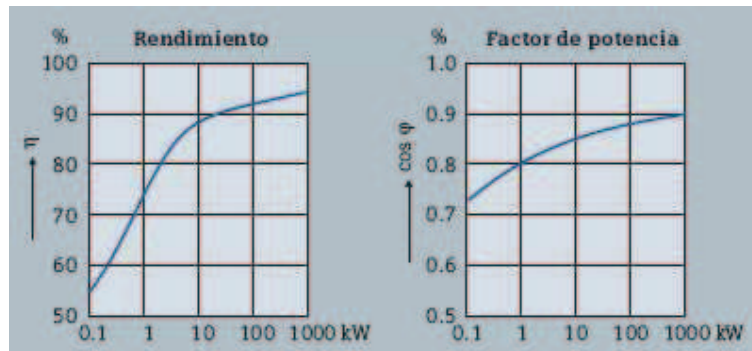
W_a = Capacidad de disipación del calor (W/°c)

La capacidad de disipación de calor depende de la superficie exterior del motor y de las condiciones de ventilación. Como la duración del aislamiento de los devanados decrece al aumentar la temperatura (cada 10 °c, aproximadamente en la mitad), según sea el material utilizado habrá que observar los valores límites fijados por VDE 0530 para la temperatura del devanado (temperatura límite). Estos valores están de acuerdo con la respectiva resistencia térmica de los materiales aislantes subdivididos en clases. La duración media prevista es, aproximadamente, de 20 años.

2.7. RENDIMIENTO Y FACTOR DE POTENCIA

El rendimiento η y el factor de potencia $\cos \phi$ se indican en las tablas de selección, referidos a la potencia nominal (100% de carga), a la tensión nominal y a la frecuencia nominal. En los diagramas que a continuación se exponen, se han supuesto valores medios para η y $\cos \phi$, para motores con rotor de jaula de 1800 rpm y potencias comprendidas entre 0,1 y 1000 Kw.

Figura 14. Rendimiento y factor de potencia



Fuente: Catalogo de “Motores trifásicos de inducción” [en línea]. Venezuela 2007. Universidad Simon Bolivar. [Consultado en 20 enero 2009]. Disponible en http://prof.usb.ve/jaller/Guia_Mag_pdf/cat_motores_ind.pdf

2.8. POTENCIA Y PAR DEL MOTOR

La potencia (Kw.) o el par motor de accionamiento (Nm) y la velocidad del rotor (rpm), durante el servicio nominal de la máquina impulsada, tienen que conocerse con la mayor exactitud posible.

La potencia se expresa de la siguiente manera:

$$P = \frac{M * n}{9.55 * 1000} \quad (2-11)$$

Donde:

P= Potencia (Kw.)

M= Par del motor (Nm)

n= Velocidad de rotación (rpm)

Tratándose de una fuerza F que describa un movimiento rectilíneo con una velocidad v, la potencia es:

$$P = F * V \quad (2-11)$$

Donde:

P= Potencia (Nm/s)

F= Fuerza (N)

V= Velocidad (m/s)

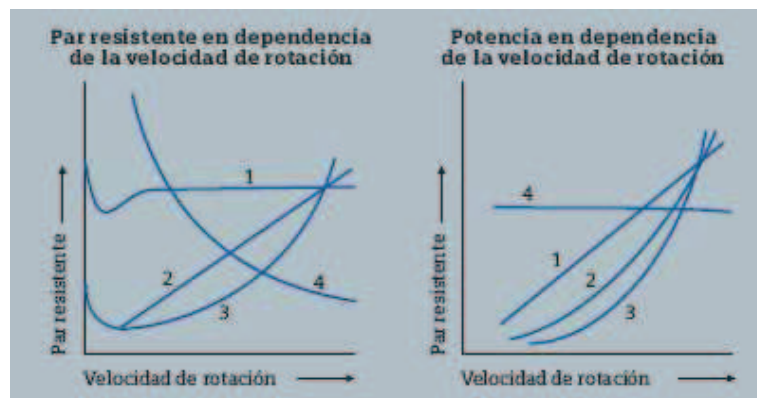
El par motor equivalente de una fuerza sometida a movimiento rectilíneo queda de la siguiente forma:

$$M = 9.55 * \frac{F * V}{n} \quad (2-12)$$

2.9. PAR RESISTENTE

Para comprobar los procesos de arranque y de frenado, y para seleccionar la velocidad del motor a utilizar, se necesita conocer la curva del par resistente de la máquina accionada (par de carga), en dependencia de la velocidad de rotación. Las formas básicas representativas de los pares resistentes se reproducen en la figura 14 (lado izquierdo). En la figura 14 (lado derecho) se muestra el curso correspondiente de la potencia necesaria.

Figura 15. Tipos de par resistente



Fuente: Catalogo de “Motores trifásicos de inducción” [en línea]. Venezuela 2007. Universidad Simon Bolivar. [Consultado en 20 enero 2009]. Disponible en http://prof.usb.ve/jaller/Guia_Maq_pdf/cat_motores_ind.pdf

- **1) Par resistente prácticamente constante**, potencia proporcional a la velocidad de rotación. Se establece normalmente, en mecanismos elevadores, bombas y compresores de émbolo que impulsen venciendo una presión constante, laminadores, cintas transportadoras, molinos sin efecto ventilador, máquinas herramientas con fuerza de corte constante.
- **2) Par resistente crece proporcionalmente** con la velocidad de rotación y la potencia aumenta proporcionalmente con el cuadrado de la velocidad.
- **3) Par resistente crece proporcionalmente** con el cuadrado de la velocidad de rotación, y la potencia con el cubo de la velocidad de rotación. Rige normalmente para bombas centrífugas, ventiladores y soplantes centrífugos, máquinas de émbolo que alimenten una red de tuberías abiertas.

➤ **4) Par resistente decrece en proporción** inversa con la velocidad de rotación, permaneciendo constante la potencia. Solamente se considerará este caso para procesos de regulación, presentándose en los tornos y máquinas herramientas similares, máquinas bobinadoras y descortezadoras.

Si la transmisión se ejecuta con correas o engranajes, el par resistente se reducirá a la velocidad de rotación del motor.

$$M_1 = \frac{M_2 * n_2}{n_1} \quad (2-13)$$

Donde:

M1 = par resistente en el eje de motor

M2 = par resistente en el eje de la máquina

n1 = velocidad de rotación del motor

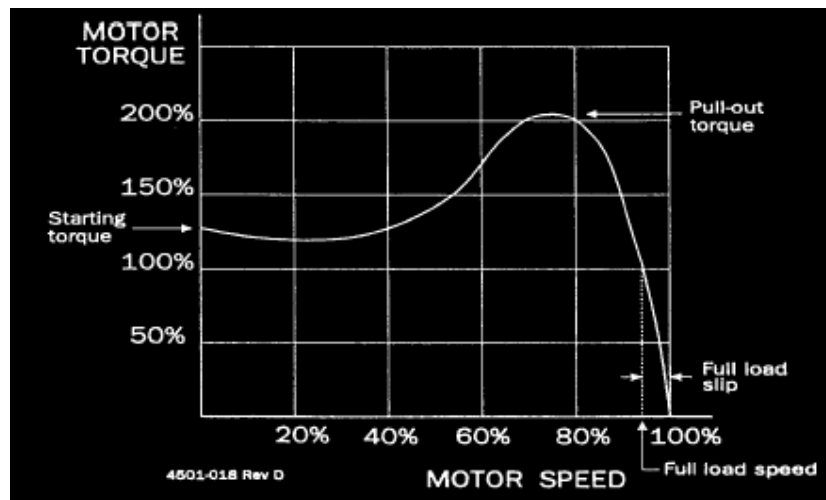
n2 = velocidad de rotación de la máquina

➤ **Par VS Velocidad.** A medida que el rotor incrementa la velocidad, la diferencia de velocidad entre el campo del estator y las barras del rotor se hace menor. Esto reduce la fuerza del campo inducido en el rotor, reduciendo así el torque del rotor. Cuando el rotor alcanza la velocidad del campo del estator, no hay campo inducido en el rotor, y el torque generado es cero. Esto es llamado la velocidad sincrónica del rotor.

A medida que la carga de par en el rotor aumenta, el rotor disminuya la velocidad (aumenta la velocidad de deslizamiento). Esto causa que el flujo del estator corte las barras del rotor más rápidamente, incrementando así la corriente y el torque del rotor. Sin embargo, con la corriente del motor en aumento, la caída de tensión debida a la impedancia del bobinado del estator causará que el campo del estator se debilite.

Refiérase a la figura 16 para una curva típica de torque VS velocidad cuando el motor es excitado con una alimentación de red de tres fases. Cuando el motor es arrancado directo en línea (DOL), mostrará esta característica de torque a medida que el rotor se acelere.

Figura 16. Par Vs. Velocidad



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

2.10. DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Los motores de inducción se clasifican dependiendo del diseño de su jaula. (NEMA).

➤ Motor de diseño clase A

- **Par alto, deslizamiento nominal bajo y corriente de arranque alta.** Es un motor de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, diseñado con características de par y corriente de arranque que exceden los valores correspondientes al diseño NEMA B, son usados para aplicaciones especiales donde se requiere un par máximo mayor que el normal, para satisfacer los requerimientos de sobrecargas de corta duración.

Estos motores también son aplicados a cargas que requieren deslizamientos nominales muy bajos y del orden del 1% o menos (velocidades casi constantes).

➤ Motor de diseño clase B

- **Par normal, corriente de arranque normal y deslizamiento nominal normal.** Son motores con rotor tipo jaula de ardilla diseñados con características de par y corriente de arranque normales, así como un bajo deslizamiento de carga de aproximadamente 4% como máximo. En general es

el motor típico dentro del rango de 1-125 HP. El deslizamiento a plena carga es de aproximadamente 3%.

Este tipo de motor proporcionara un arranque y una aceleración suave para la mayoría de las cargas y también puede resistir temporalmente picos elevados de carga sin detenerse.

➤ **Motor de diseño clase C**

- **Par alto, deslizamiento nominal normal, corriente de arranque normal.** Son motores de inducción con rotor de doble jaula de ardilla, que desarrollan un alto par de arranque y por ello son utilizados para cargas de arranque pesado. Estos motores tienen un deslizamiento nominal menor que el 5%.

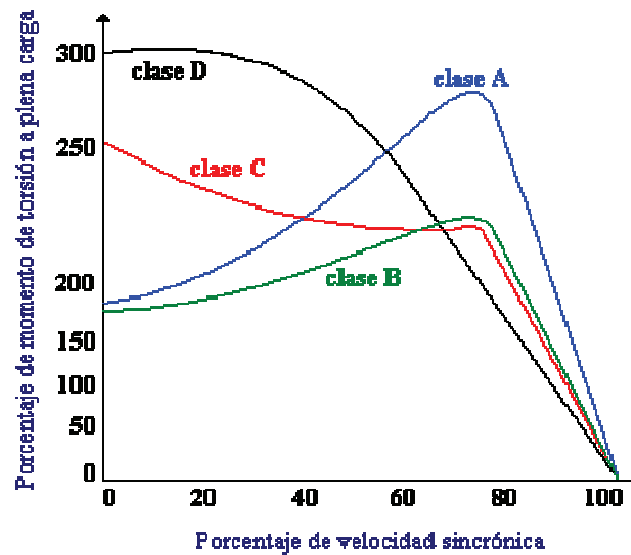
➤ **Motor de diseño clase D**

- **Par alto, alto deslizamiento nominal, baja corriente de arranque.** Este motor combina un alto torque de arranque con un alto deslizamiento nominal. Generalmente se presentan dos tipos de diseño, uno con deslizamiento nominal de 5 a 8% y otro con deslizamiento nominal de 8 a 13%. Cuando el deslizamiento nominal puede ser mayor del 13%, se les denomina motores de alto deslizamiento o muy alto deslizamiento (ULTRA HIGH SLIP). El par de arranque es generalmente de 2 a 3 veces el par nominal aunque para aplicaciones especiales puede ser más alto. Estos motores son recomendados para cargas cíclicas y cargas de corta duración con frecuentes arranques y paradas.

➤ **Motores de diseño clase F**

- **Torque de arranque bajo, corriente de arranque baja, bajo deslizamiento nominal.** Son motores poco usados, destinándose a cargas con frecuentes arranques. Pueden ser de altos torques y se utiliza en casos en los que es importante limitar la corriente de arranque.

Figura 17. Curvas típicas de par-velocidad para los distintos diseños de motores de inducción



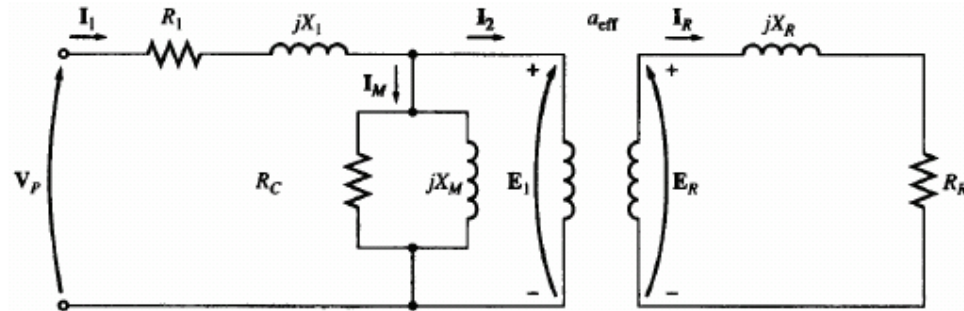
Fuente: Características par-velocidad [en línea]. Porcentaje de momento torsión a plena carga. Chile 2006:[consultado en septiembre 28 de 2008]
 Disponible en: patricioconcha.ubb.cl/seleccion.materia.htm

2.11. CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

El circuito equivalente de un motor de inducción es muy similar al de un transformador, debido a la acción de transformación que ocurre al inducirse corrientes en el rotor, desde el estator.

2.11.1 Modelo de un motor de inducción como transformador. En la figura 18 se muestra un circuito equivalente transformador, por fase de un motor de inducción. La resistencia del estator R_1 y la reactancia de dispersión del estator es X_1 . E_1 es el voltaje primario del estator, acoplado al secundario E_R mediante un transformador ideal con relación de vueltas a_{eff} . El voltaje E_R producido en el rotor ocasiona un flujo de corriente en el rotor. R_c es el componente de pérdidas en el núcleo y jX_m se refiere a la reactancia de magnetización, R_R y jX_R son las impedancias del rotor. Asimismo, I_1 constituye la corriente de línea, I_m la corriente de magnetización. I_R es el flujo de corriente en el rotor e I_2 es la corriente rotorica.

Figura 18. Modelo transformador de un motor de inducción con el rotor y el estator conectados por un transformador ideal de relación de vueltas a_{eff} .



Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México: Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP), 2008. [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

2.11.2 Circuito modelo del rotor. Cuanto mayor sea el movimiento relativo entre los campos magnéticos del rotor y del estator, mayor será el voltaje resultante en el rotor y la frecuencia del rotor. El mayor movimiento relativo ocurre cuando el rotor se encuentra estacionario, condición llamada rotor detenido o bloqueado, de modo que en esta condición se inducen el máximo voltaje y la máxima frecuencia del rotor, el mínimo voltaje y la mínima frecuencia ocurren cuando el motor se mueve a la misma velocidad que el campo magnético del estator, caso en que no hay movimiento relativo.

El voltaje y la frecuencia del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento (diferencia entre la velocidad de sincronismo y la velocidad del rotor) del rotor, por lo que el voltaje y la frecuencia inducidos para cualquier deslizamiento son:

$$E_R = sE_{RO} \quad (2-14)$$

$$f_r = sf_e \quad (2-15)$$

Donde:

E_{RO} = Voltaje a rotor bloqueado
 S = Deslizamiento
 F_e = Frecuencia de línea

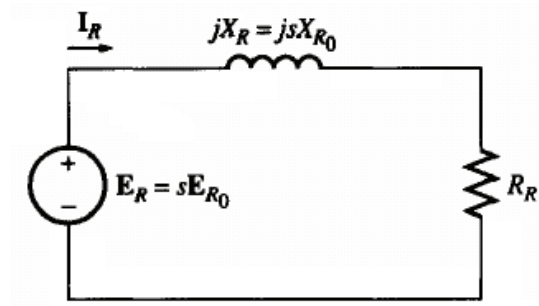
La reactancia del rotor X_R no es constante como lo es la resistencia de del rotor R_R ; por lo que depende de la inductancia L_R , de la frecuencia ω_R , y de la corriente del rotor.

$$X_R = \omega_R L_R \quad (2-16)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (2-15) y que $X_{R0} = 2\pi f_e L_R$ la reactancia del rotor nos queda en función del deslizamiento y la reactancia del rotor bloqueado de esta forma:

$$X_R = sX_{R0} \quad (2-17)$$

Figura 19. Circuito modelo del rotor



Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

El flujo de corriente en el rotor se calcula de la siguiente manera:

$$I_R = \frac{E_{R0}}{\frac{R_S}{s} + jX_{R0}} \quad (2-18)$$

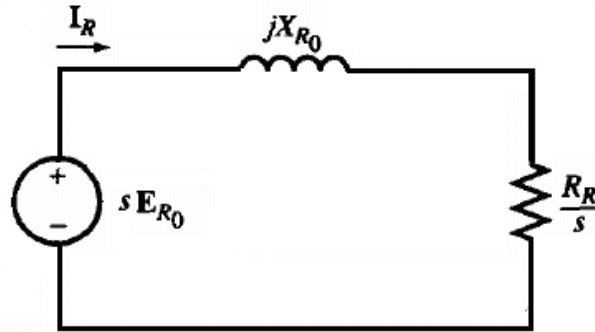
De la ecuación (2-18) es posible calcular la impedancia equivalente del rotor desde el punto de vista de que se encuentra alimentada por la fuente de voltaje E_{R0} :

$$Z_{R,eq} = \frac{R_R}{s} + jX_{R0} \quad (2-19)$$

Para producir el circuito equivalente definitivo por fase de un motor de inducción es necesario trasladar la parte del modelo del rotor al otro lado del

estator. El modelo del circuito del rotor que será trasladado al lado del estator es el modelo que se encuentra en la figura 19, que tiene todos los efectos de las variaciones de velocidad, concentrados en el término de impedancia.

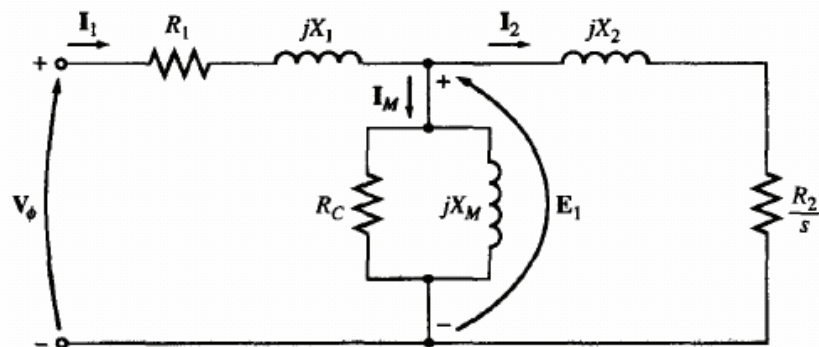
Figura 20. Circuito modelo del rotor con todos los efectos de frecuencia (deslizamientos) concentrados en la resistencia R_R



Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

La resistencia del rotor R_R , la reactancia del rotor bloqueado X_{R0} , así como la relación de espiras son difíciles o imposibles de determinar directamente en los rotores jaula de ardilla. Sin embargo, afortunadamente, es posible tomar medidas que darán directamente los valores referidos de resistencia y reactancia R_2 y X_2 aun si R_R , X_{R0} y a_{eff} (relación de espiras) no se conocen por separado.

Figura 21. Circuito equivalente por fase del motor



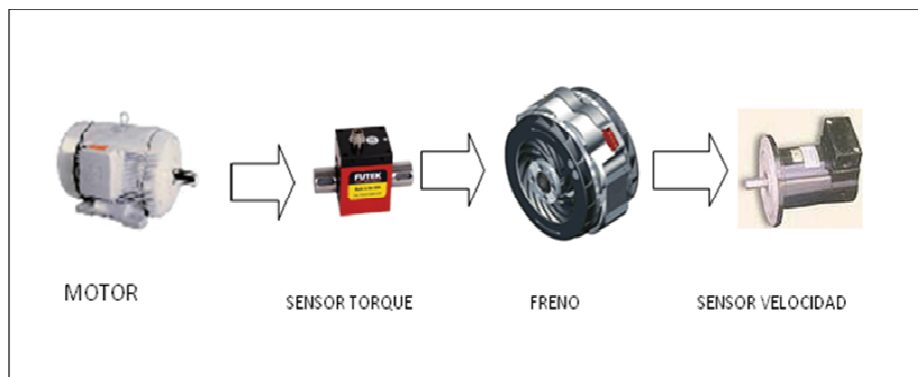
Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

3. COMPONENTES DEL BANCO DE PRUEBAS

La arquitectura modular implementada en el banco de pruebas da como resultado una interacción de los componentes que lo conforman teniendo como ventaja una simplicidad de las diferentes funciones, dando una plataforma fuerte para un soporte de los diferentes productos.

En la figura 22 se puede observar de manera separada los componentes que conforman el banco de pruebas, lo cual permite un análisis de cada una de sus etapas de sensado. Para una apreciación en conjunto del banco de pruebas completo remitirse a la figura 6.

Figura 22. Componentes del banco de pruebas



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

3.1 SENSOR DE PAR

Los aspectos importantes del sensor de par dependen de la carga y rpm nominal del motor de inducción. El motor de inducción posee un torque nominal de 11.2Nm y una velocidad de 1675rpm, de tal manera que el sensor de par tiene una capacidad de 20Nm y una velocidad máxima de 3000rpm. Este sensor (TRS300 de Futek) es el que más se acomoda a los requerimientos funcionales del motor.

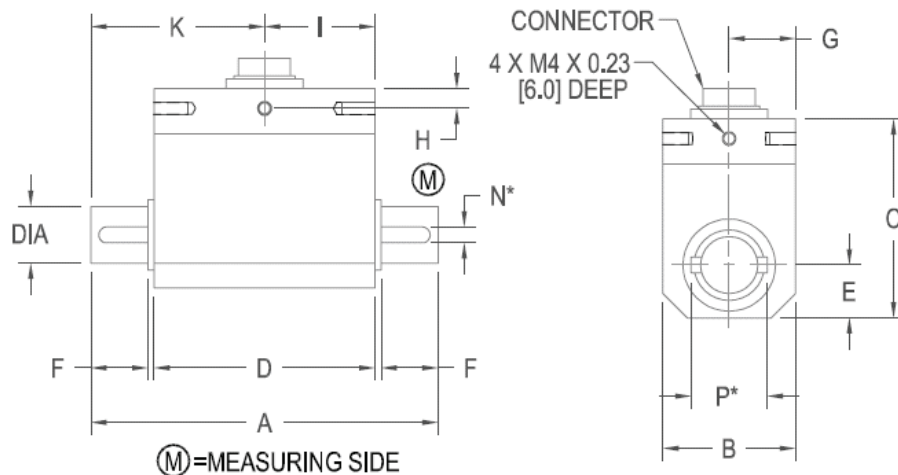
Tabla 2. Capacidad y medidas del sensor de torque TRS300

TRS300

STOCK #	Capacity in-lb N·m		DIA	A	B	C	D	E	F	G	H	I	K	N*	P*	MAX AXIAL LOAD lb (N)	
FSH01987	89	10														34	150
FSH01988	177	20	0.748 [19] g6	4.25 [108]	1.49 [38]	2.28 [58]	1.73 [44]	0.74 [19]	1.18 [30]	0.74 [19]	0.23 [6]	0.86 [22]	2.08 [53]	0.236 [6]	0.945 [24]	124	550
FSH01989	443	50														225	1000
FSH01990	885	100														405	1800
FSH01991	1770	200														900	4000
FSH01992	4425	500	1.496 [38] g6	7.16 [182]	2.87 [73]	3.54 [90]	2.24 [57]	1.43 [36.5]	2.36 [60]	1.43 [36.5]	0.19 [5]	1.12 [28.5]	3.56 [90.5]	0.394 [10]	1.732 [44]	1350	6000
FSH01993	8851	1000														1350	6000

Fuente: Catalogo Sensores de Torque [en línea]. España. Torque Sensor [consultado en noviembre 15 de 2008]. Disponible en: <http://www.futek.com>

Figura 23. Dimensiones sensor de torque TRS300



Fuente: Catalogo Sensores de Torque [en línea]. España. Torque Sensor [consultado en noviembre 15 de 2008]. Disponible en: <http://www.futek.com>

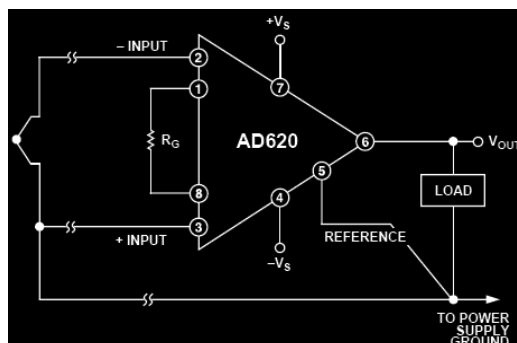
Tabla 3. Especificaciones sensor de torque TRS300

RATED OUTPUT	2 mV/V nom
SAFE OVERLOAD	150% of R.O.
ZERO BALANCE	$\pm 1\%$ of R.O.
EXCITATION (VDC OR VAC)	5 to 11
BRIDGE RESISTANCE	350 Ω nom.
NONLINEARITY	$\pm 0.2\%$ of R.O.
HYSTERESIS	$\pm 0.1\%$ of R.O.
NONREPEATABILITY	$\pm 0.2\%$ R.O.
TEMP. SHIFT ZERO	$\pm 0.01\%$ of R.O. / $^{\circ}\text{F}$ [$\pm 0.02\%$ of R.O. / $^{\circ}\text{C}$]
TEMP. SHIFT SPAN	$\pm 0.01\%$ of R.O. / $^{\circ}\text{F}$ [$\pm 0.02\%$ of Load / $^{\circ}\text{C}$]
OPERATING TEMP.	41 to 122 $^{\circ}\text{F}$ [+5 to +50 $^{\circ}\text{C}$]
ROTATIONAL SPEED	3000 RPM MAX
CONNECTOR:	6 pin Binder Series #581 (09-0323-99-06)
ACCESSORIES AND RELATED INSTRUMENTS AVAILABLE	
CALIBRATION (STD)	Certificate of Conformance
CALIBRATION (AVAILABLE)	5pt CW and CCW
SHUNT CAL VALUE (INTERNAL)	87K ohm
CALIBRATION TEST EXCITATION	10VDC
SHUNT CALIBRATION	With sensor fully connected jump Pins 1 & 6 to generate 2 mV/V nom output.

Fuente: Catalogo Sensores de Torque [en línea]. España. Torque Sensor [consultado en noviembre 15 de 2008]. Disponible en: <http://www.futek.com>

➤ **Acondicionamiento.** El sensor de par TRS300 tiene una sensibilidad de 2mV por cada voltio de alimentación, el sensor se alimenta a 5V, por tanto su salida será de 10mV/Nm. El sensor se acondiciona de tal manera que su salida sea 5V para la carga nominal del motor de inducción, 11.2Nm. La señal de salida del sensor es diferencia, es decir, su salida estará en un voltaje $-V_{cc}$ y $+V_{cc}$, es por esta razón que se hace necesario incluir en su acondicionamiento un amplificador de instrumentación que me referencie esta señal; el amplificador de instrumentación que se utiliza es el AD620 y la configuración de trabajo se muestra en la figura 24.

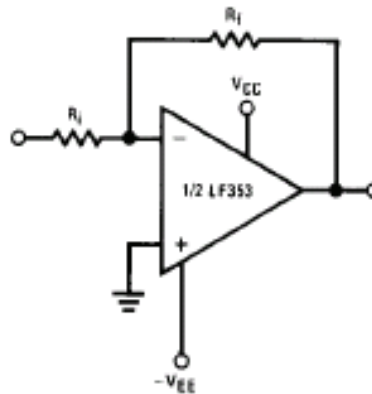
Figura 24. AD620 en modo diferencial



Fuente: Datasheet [en línea]. Amplificador operacional AD620. [Consultado en octubre 24 2008]. Disponible en: www.alldatasheets.com

La segunda etapa del acondicionamiento consiste en llevar la señal ya referencia por el amplificado de instrumentación a un amplificador operacional LF353 (figura 25) el cual proporcionara la ganancia necesaria para obtener los valores ya especificados; en su defecto se puede utilizar un LM741 que cumple la misma función, es mas económico y comercial.

Figura 25. Conexión del amplificador operacional



Fuente: Datasheet [en línea].Amplificador operacional AD620. [Consultado en octubre 24 2008]. Disponible en: www.alldatasheets.com

Como dato adicional, el sensor se alimenta con la misma fuente con la que se alimenta los amplificadores, esto para evitar descompensaciones, además se agrega en la entrada del sensor de par un condensador que actuara como filtro y evitara el ruido ocasionado por el sistema en funcionamiento.

3.2 FRENO ELECTROMAGNÉTICO

El freno es el elemento que nos permitirá proporcionarle carga al sistema y así generar una magnitud física que será transformada a una magnitud eléctrica por el sensor de par y será la señal de referencia para en próximos proyectos hacer control de par. El freno electromagnético es el TB425 de Warner Electric, ya que por sus especificaciones eléctricas y dimensionales es el que más se ajusto a las necesidades del proyecto. En la tabla 4 se muestra las características físicas y eléctricas del freno electromagnético.

Tabla 4. Características físicas y eléctricas del freno electromagnético

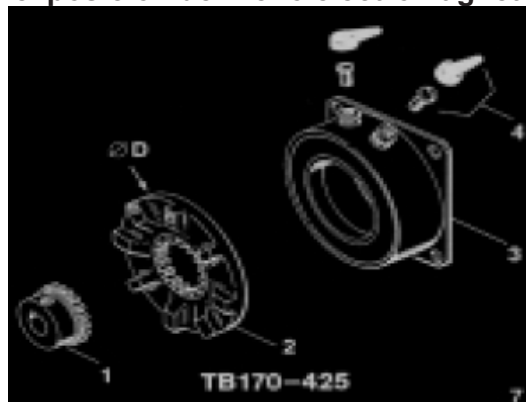
Size		TB425
M_d	[Nm]	16,5
$M_d \text{ min}$	[Nm]	0,16
$n \text{ max}$	[rpm]	5000
$I \text{ 24V} =$	[A]	0,32
$R \text{ 20}^\circ \text{ C}$	[Ω]	76
t_b	[s]	0,080
Inertia	[kgm ²]	$1,4 \cdot 10^{-3}$
Mass	[kg]	1,800
A		52
B		14
C		-
ϕD		111
E		30,5

Fuente: Datasheet Electromagnetic Brake **TB425** (Freno Electromagnético) [en línea]. Warner Electric Products. [Consultado en septiembre 10 de 2008].
 Disponible en: www.warnerelectric.com

Donde:

- M_d es el torque.
- Máxima RPM $n \text{ max}$
- $I \text{ 24V}$ Corriente a 24V
- $R \text{ 20}^\circ \text{C}$ Resistencia 20° en ohmios

Figura 26. Vista en exposición del freno electromagnético



Fuente: Datasheet Electromagnetic Brake **TB425** (Freno Electromagnético) [en línea]. Warner Electric Products. [Consultado en septiembre 10 de 2008].
 Disponible en: www.warnerelectric.com

- El freno se alimenta a 24V nominal. El voltaje típico de alimentación del freno es 12V aproximadamente. Se permite trabajar periodos cortos (menos de 10 segundos), rangos de 12V a 24V.

3.3 TACOGENERADOR

El Tacogenerador se aloja en una cubierta de aluminio que le permite ser más robusto frente al ambiente externo en el que se desempeñe. Son fabricados de una aleación que contiene por lo menos un 90% de plata. El sistema posee un aislamiento de alta fidelidad que permite mayor seguridad en su manipulación. Además entre sus características se encuentra que puede manejar una velocidad máxima de 12000rpm, esta y otras características importantes, son mostradas en la tabla 5.

Tabla 5. Características del tacogenerador

Model Number	Mounting	Weight (Approx.)	Inertia (Approx.) oz-in-sec ²	V/1000 RPM	RPM (max)	Armature Resistance (dynamic)	Armature Inductance (henrys)	Outline Dimensions	Mounting Dimensions	Shaft Size (in.)
SA-740A-7	Face	3.0 oz	1.32×10^{-4}	2.6v	12,000	40Ω	0.024h	Fig. 10	Fig. 1	.120
SB-740A-7	Flange	3.0 oz	1.32×10^{-4}	2.6v	12,000	40Ω	0.024h	Fig. 10	Fig. 2	.120
SA-740A-2	Face	3.0 oz	1.32×10^{-4}	7.0v	12,000	350Ω	0.18h	Fig. 10	Fig. 1	.120
SB-740A-2	Flange	3.0 oz	1.32×10^{-4}	7.0v	12,000	350Ω	0.18h	Fig. 10	Fig. 2	.120

Fuente: Datasheet Tacogenerador [en línea]. Servo-Tek Products [Consultado en septiembre 15 de 2008]. Disponible en www.servo-tek.com

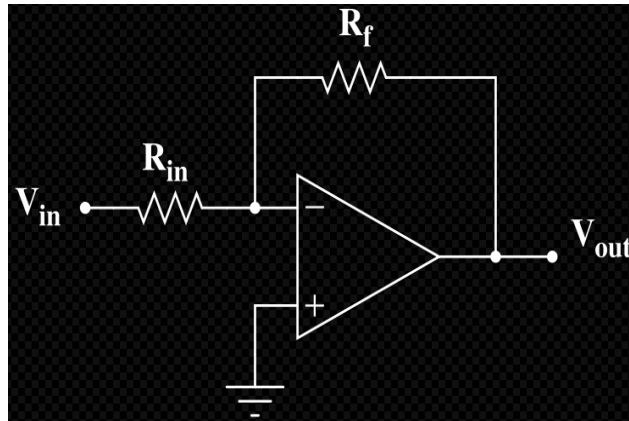
➤ **Acondicionamiento.** El sensor de velocidad TB-740-2 desempeña un papel importante en el funcionamiento del sistema, ya que es el encargado de sensar la velocidad del motor, con eso permitiendo tener una señal eléctrica de DC a su salida proporcional a las revoluciones de giro (7V/1000rpm).

Las especificaciones de acondicionamiento sugieren que se entregue una señal de DC manejado por el siguiente rango: en velocidad 0rpm = 0Vdc y en velocidad nominal en velocidad 1675rpm = 5Vdc.

Para tal efecto se trabaja en dos etapas, la primera me permitirá acondicionar la señal del sensor de velocidad por medio de un amplificador inversor de tal manera que pueda manipular la ganancia “A” dada por:

$$A = \frac{R_f}{R_{in}} \quad (3-1)$$

Figura 27. Circuito inversor



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

Como la salida del amplificador inversor de la primera etapa es modificada, es decir, sale invertida es necesario una segunda etapa con un amplificador inversor pero ahora con ganancia unitaria.

4. VARIACIÓN DE VELOCIDAD EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN

El rango normal de operación de un motor de inducción típico está confinado a menos de 5% de deslizamiento y la variación de la velocidad en ese rango es más o menos directamente proporcional a la carga sobre el eje del motor. Aunque si el deslizamiento fuera mayor, la eficiencia del motor sería muy pobre puesto que las pérdidas en el cobre del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento del motor.

Existen solo dos técnicas para controlar la velocidad de un motor de inducción, una es variando la velocidad sincrónica (velocidad de los campos magnéticos del rotor y el estator) debido a que la velocidad del rotor siempre permanece cerca de la velocidad sincrónica n_{sinc} . La otra técnica consiste en variar el deslizamiento del motor para una carga dada.

La velocidad sincrónica de un motor de inducción es:

$$n_{\text{sinc}} = \frac{120 f_e}{p} \quad (4-1)$$

Donde f_e es la frecuencia de línea, y p , es el número de polos.

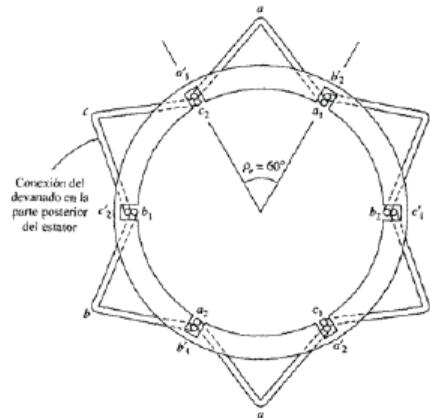
Refiriéndonos a la ecuación (4-1) podemos ver que solo se puede variar la velocidad sincrónica de un motor de inducción cambiando la frecuencia eléctrica y cambiando el número de polos de la máquina. El control del deslizamiento puede ser llevado a cabo bien sea variando la resistencia del rotor o variando el voltaje en los terminales del motor.

4.1 CAMBIO DE NÚMERO DE POLOS

Existen dos formas importantes para cambiar el número de polos en un motor de inducción por medio del método de polos consecuentes y por los estatores con embobinados múltiples.

4.1.1 Método de polos consecuentes. Este método desarrollado en el año 1897 se basa en el hecho de que el número de polos en los embobinados estáticos de un motor de inducción se puede cambiar con facilidad en relación de 2:1 con sólo efectuar simples cambios en la conexión de las bobinas.

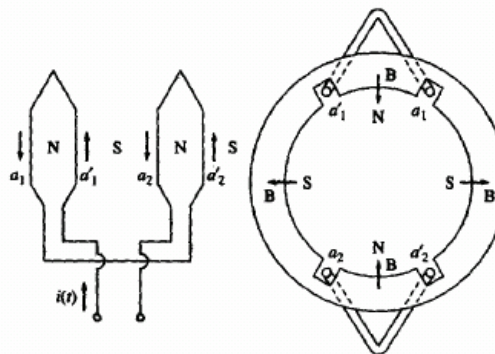
Figura 28. Embobinados del estator de dos polos



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

Al variar los polos, se produce un funcionamiento relativamente satisfactorio ya que se ha variado el número de polos tanto del estator como del rotor. Dichos motores polifásicos de jaula de ardilla y monofásicos se denominan motores de inducción de velocidad múltiple. Estos motores poseen devanados estatóricos, específicamente diseñados para la variación de polos mediante los métodos de conmutación manual y/o automática, en que los diversos devanados estatóricos primarios se conectan en combinación serie-paralelo. Los motores de inducción de velocidad múltiple son asequibles en combinaciones de velocidad síncrona doblada o cuadruplicada, mediante la variación de polos.

Figura 29. Devanado de 2:4 mediante polos con polos consecuentes



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

En la figura 29 se puede ver en una configuración de polos, cuando la conexión en una de las bobinas se invierte, los dos son polos norte y el flujo magnético retorna al estator en puntos intermedios entre las dos bobinas. Los polos sur son llamados polos consecuentes y el devanado es ahora de cuatro polos.

Como método de control de velocidad sólo se puede utilizar para producir velocidades relativamente fijas (600-900-1200-1800 rpm) para un motor de inducción cuya velocidad varía sólo ligeramente (del 2-8%) desde vacío a plena carga.

La variación polar como método de control de la velocidad presenta las siguientes ventajas:

- Elevado rendimiento a cualquier ajuste de la velocidad.
- Buena regulación de la velocidad para cualquier ajuste de la misma.
- Simplicidad de control en la obtención de velocidad determinada mediante la conmutación manual o automática.
- Reguladores de velocidad auxiliares asociados al motor relativamente barato.

La variación polar se emplea, donde se desee obtener la versatilidad de dos o cuatro velocidades relativamente constantes que estén ampliamente separadas. Por ejemplo, en taladradoras para perforar materiales de diferentes dureza y grosor.

Sus mayores inconvenientes son:

- Se requiere un motor especial, que posea los devanados necesarios y los terminales llevados al exterior del estator para intercambio de polos.
- No puede conseguirse un control gradual y continuo de la velocidad.

4.1.2 Estatores con embobinados múltiples. El problema de del método de polos consecuentes es que las velocidades obtenidas están en relación de 2:1, y no se pueden conseguir velocidades intermedias mediante los procedimientos de conmutación. Este problema queda superado mediante la utilización de dos embobinados independientes, cada cual creando un campo y un número de polos totalmente independientes. Por ejemplo, si hablamos de un motor trifásico de dos devanados, uno de ellos se bobina para cuatro polos, y el otro, para seis polos. De esta forma el primer devanado producirá una velocidad elevada de 1800 rpm, mientras que el segundo, una baja de 1200 rpm.

Cuando el principio del motor de inducción de velocidad múltiple, de doble devanado, se combina con el método de conexión de polos consecuentes, se obtiene un total de cuatro velocidades síncronas (1800-1200-900-600 rpm).

Los inconvenientes de dicho motor en comparación con el de polos consecuentes son:

- Mayor tamaño y peso para la misma potencia de salida (por que solo se emplea un devanado al tiempo).
- Costos más elevados debido al mayor tamaño de la carcasa.
- Mayor reactancia de dispersión debido a que las ranuras necesarias para los dos devanados son más profundas.

4.2. CAMBIO DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR

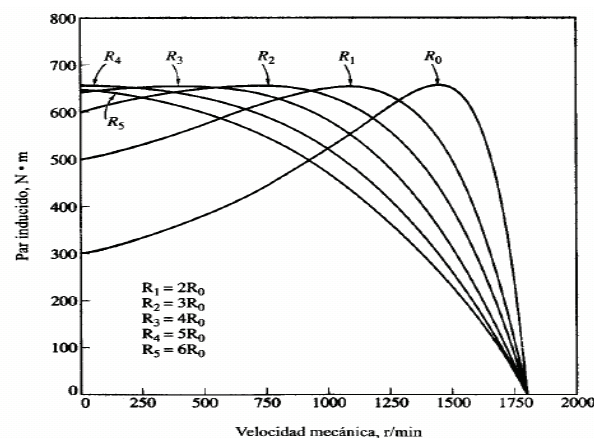
La inserción de una resistencia rotórica suplementaria produce un incremento en el deslizamiento del rotor. Este método presenta las siguientes ventajas:

- Variación de la velocidad sobre una amplia gama por debajo de la velocidad síncrona del motor.
- Simplicidad de funcionamiento, tanto desde el punto de vista manual como automático.

Pero presenta las siguientes desventajas:

- Bajo rendimiento, debido al aumento de las pérdidas de la resistencia del rotor.
- Pobre regulación de la velocidad.

Figura 30. Control de velocidad mediante la variación de la resistencia del rotor



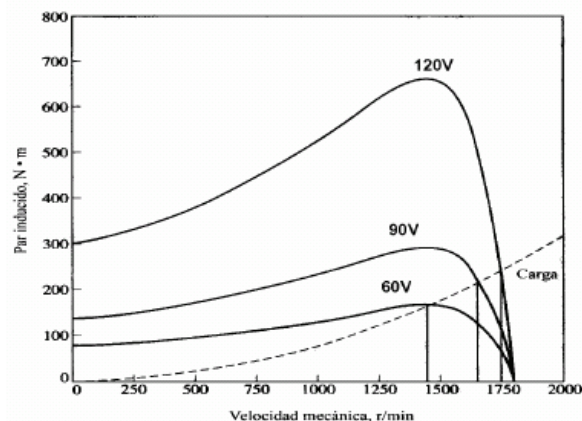
Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

El motor de inducción de rotor bobinado se emplea mucho con control de la resistencia secundaria para cargas de naturaleza intermitentes, requiriendo par de arranque elevado y aceleración y desaceleración relativamente rápidas, tales como, grúas de fundición, siderúrgicas y en donde una elevada corriente de arranque ocasione serias perturbaciones de la línea. el método de control de la velocidad mediante la variación de la resistencia secundaria del rotote se denomina a veces control del deslizamiento.

4.3. CONTROL DE VOLTAJE DE LÍNEA

El par del motor de inducción bajo condiciones de arranque y de marcha varia con el cuadrado del voltaje aplicado al primario del estator. Para una carga determinada, reduciendo el voltaje de línea se reducirá el par con el cuadrado de la reducción del voltaje de línea, y la reducción del par producirá un incremento del deslizamiento. Aunque reducir el voltaje de línea y el par como método de incrementar el deslizamiento servirá para controlar la velocidad hasta cierto grado en motores monofásicos de fase partida, particularmente, y en motores de inducción pequeños, en general, resulta el método menos satisfactorio de control de la velocidad para motores de polifásicos, ya que el par máximo a la mitad del voltaje nominal es un cuarto del mismo dicha tensión. Por lo tanto, no es posible obtener el par nominal, ni siquiera la mitad del mismo, por que la velocidad del motor disminuye rápidamente y éste se para antes de que pueda desarrollar el par nominal. Para que este método funcione es necesario que el par de carga se reduzca considerablemente a medida que se reduce el voltaje y la velocidad en el estator; por lo que funcionará de forma aceptable en un motor parcialmente cargado.

Figura 31. Control de velocidad mediante la variación del voltaje de línea



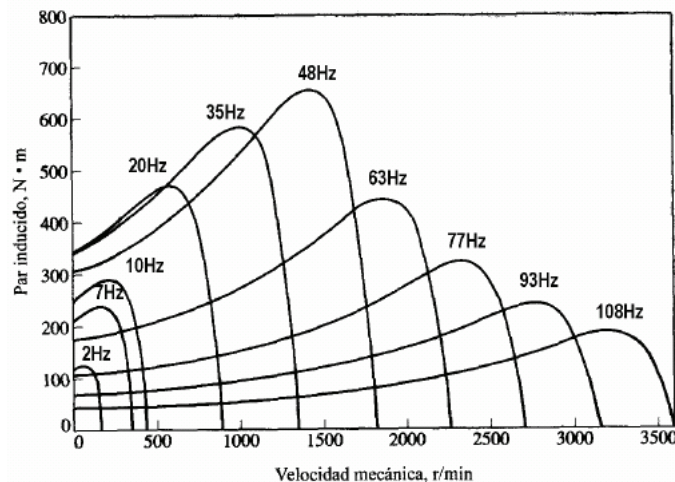
Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

Una carga que tenga una característica par-velocidad como la mostrada en la figura 31, la velocidad del motor puede ser controlada en un rango limitado, variando el voltaje de línea. Este método de control de velocidad se utiliza a veces para manejar pequeños motores de ventilación.

4.4. CONTROL DE LA FRECUENCIA DE LÍNEA

Si se varía la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos n_{sinc} cambiará en proporción directa al cambio de frecuencia eléctrica, y el punto de vacío sobre la curva característica par-velocidad cambiará con ella. La velocidad sincrónica del motor en condiciones nominales se conoce como velocidad base. Utilizando control de frecuencia variable, es posible ajustar la velocidad por encima o por debajo de la velocidad base, tal como se muestra en la figura 32; en donde la velocidad base es de 1800 rpm.

Figura 32. Características par-velocidad para todas las frecuencias



Fuente: Circuito equivalente del motor de inducción por línea [en línea]. México 2008. Universidad De Las Américas Puebla (UDLAP). [Consultado 29 enero de 2009] Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos

Cuando se opera a velocidades por debajo de la velocidad base del motor, es necesario reducir la tensión aplicada al estator en los bornes, para una operación apropiada. Esta tensión se debe disminuir linealmente, reduciendo la frecuencia del estator. Este proceso se denomina **disminución de la capacidad normal**. Si esto no se pone en práctica, el acero del núcleo del motor de inducción se saturará y se producirán corrientes de magnetización excesivas, que circularán por la máquina.

Para entender la necesidad de la disminución de la capacidad normal, recuérdese que un motor de inducción es básicamente un transformador

giratorio. Como con cualquier transformador, el flujo en el núcleo de un motor de inducción puede hallarse por medio de la ley de Faraday

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (4-2)$$

Despejando el flujo Φ , nos da que:

$$\phi = \frac{V_M}{\omega N} \cos \omega t \quad (4-3)$$

La frecuencia eléctrica ω aparece en el denominador de la ecuación (4-3) por tanto, si la frecuencia aplicada al estator disminuye en un 10%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará cerca de un 10% y la corriente de magnetización del motor aumentará.

Para evitar excesos de corriente de magnetización, se acostumbra a disminuir el voltaje utilizado por el estator en proporción a la disminución de la frecuencia, cuando esta cae por debajo de la frecuencia nominal del motor. Puesto que el voltaje utilizado V , aparece en el numerador de la ecuación (4-3) y la frecuencia ω aparece en el denominador de la misma ecuación, los dos efectos se contraponen entre si y la corriente de magnetización no se afecta.

4.5 CONTROL VOLTIOS/HERTZ

Muchas de las aplicaciones de los motores de inducción corresponde a bombas, ventiladores y compresores; en la mayoría de estas aplicaciones, los motores operan, en la mayoría de los casos, por debajo de sus valores nominales de carga; el voltaje aplicado al estator, crea un campo magnético rotatorio que induce corrientes en el estator, generándose par en el eje; si no se requiere el par nominal, el máximo campo magnético tampoco se requerirá; la corriente que produce el campo magnético adicional aumenta las pérdidas por efecto Joule en las resistencias, disminuyendo el rendimiento del motor

La técnica de control Voltios/Hertz (U/f) se basa en un modelo estático del motor en el que se considera despreciable la resistencia de estator R_s , y se asumen voltajes de estator sinusoidales y simétricos. Cuando un motor hace parte de un accionamiento de velocidad variable, la magnitud RMS del voltaje de estator U_s y su frecuencia W_a pueden diferir de sus valores nominales U_{s0} , W_{a0} ; entonces el par normalizado en estado estable está dado por la expresión:

$$y = y_{p0} \left(\frac{U_s / w_a}{U_{s0} / w_{a0}} \right)^2 \frac{2}{S / S_p + S_p / S} \quad (4-4)$$

Donde Y_{P0} es el par máximo al voltaje y frecuencia nominales; S/S_p es el valor normalizado del deslizamiento (S_p es el deslizamiento para el cual el par es máximo), dado por:

$$S / S_p = \frac{\sigma^* w_s^* L_r}{R_r} \quad (4-5)$$

Donde σ es el factor de dispersión del motor, L_r la inductancia en el rotor, R_r la resistencia de rotor y W_s la frecuencia en el rotor o frecuencia de deslizamiento. Considerando la resistencia de estator R_s despreciable, la magnitud del flujo del estator se puede escribir como:

$$|\phi_s| = k \frac{U_s}{w_a} \quad (4-6)$$

Donde k es una constante de proporción; sustituyendo la ecuación (4-6) en la ecuación (4-4), se puede observar que el par varía con el cuadrado del flujo; por tanto el par se puede expresar:

$$y = k_1 |\phi_s|^2 \frac{1}{k_2 w_s + \frac{1}{k_2 w_s}} \quad (4-7)$$

Donde K_1 y K_2 son constantes.

Esta ecuación sugiere dos formas posibles de control:

- Mantener el flujo constante y usar el deslizamiento para variar el par y la velocidad.
- Mantener el deslizamiento constante, usando el flujo para variar el par y la velocidad.

La primera es la forma clásica del control U/f ; la segunda permite adecuar el estado magnético de la máquina con el punto de operación de par y velocidad,

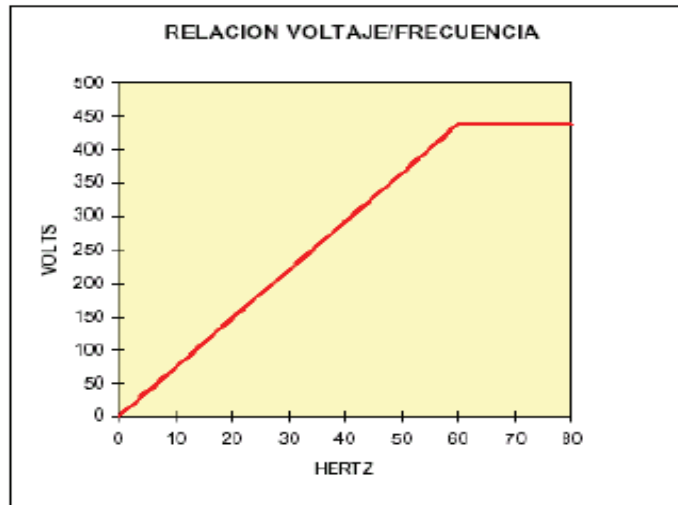
lo que mejora su rendimiento; es esta estrategia la que se discutirá con más detalle en la siguiente sección.

Aparte de lo anterior, hay que considerar que la relación U/f tiene otras restricciones, por ejemplo, a baja velocidad debe compensarse la caída de tensión en R_s para mantener el flujo deseado debido a que la resistencia de estator se porta dominante frente a la inductancia magnetizante; por otro lado, el flujo debe reducirse a alta velocidad debido a que los actuadores (inversores) tienen un límite de tensión posible a suministrar.

En resumen, el concepto básico del control escalar V/f , es mantener esta relación constante. Por ejemplo: La relación para motores de 460V y 230V se muestra en la figura 33.

Figura 33. Relación voltaje/frecuencia para el control U/f

Voltaje	Frecuencia	Volts / Hz
460	60	7.6
230	60	3.8



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

4.6 VARIADORES DE VELOCIDAD INDUSTRIALES

El Variador de Velocidad (**VSD**, por sus siglas en inglés *Variable Speed Drive*) es en un sentido amplio un dispositivo o conjunto de dispositivos mecánicos, hidráulicos, eléctricos o electrónicos empleados para controlar la velocidad giratoria de maquinaria, especialmente de motores. También es conocido como

Accionamiento de Velocidad Variable (ASD, también por sus siglas en inglés Adjustable-Speed Drive). De igual manera, en ocasiones es denominado mediante el anglicismo Drive, costumbre que se considera inadecuada.

La maquinaria industrial generalmente es accionada a través de motores eléctricos, a velocidades constantes o variables, pero con valores precisos. No obstante, los motores eléctricos generalmente operan a velocidad constante o cuasi-constante, y con valores que dependen de la alimentación y de las características propias del motor, los cuales no se pueden modificar fácilmente. Para lograr regular la velocidad de los motores, se emplea un controlador especial que recibe el nombre de variador de velocidad. Los variadores de velocidad se emplean en una amplia gama de aplicaciones industriales, como en ventiladores y equipo de aire acondicionado, equipo de bombeo, bandas y transportadores industriales, elevadores, llenadoras, tornos y fresadoras, etc.

Figura 34. Variador de velocidad industrial electrónico



Un variador de velocidad puede consistir en la combinación de un motor eléctrico y el controlador que se emplea para regular la velocidad del mismo. La combinación de un motor de velocidad constante y de un dispositivo mecánico que permita cambiar la velocidad de forma continua (sin ser un motor paso a paso) también puede ser designado como variador de velocidad.

Existen varios tipos de variadores de velocidad industriales como por ejemplo:

- Variadores Mircromaster
- Variadores Danfoss
- Variadores ABB
- Variadores Yaskawa

4.6.1. Variadores de velocidad ABB. El variador ABB puede emplearse en una amplia gama de sectores. Las aplicaciones típicas incluyen bombas, ventiladores y uso con valores de par constante, como las cintas transportadoras. El accionamiento estándar ABB es ideal en aquellas situaciones en las que se requiere sencillez en la instalación, la puesta punto y el uso, y en las que no son necesarias adaptaciones o diseños especiales del producto.

4.6.1.1 Prestaciones

- Panel de control asistente que facilita un uso intuitivo del accionamiento.
- Reactancia de autoinducción variable para una excelente reducción de los armónicos.
- Control vectorial sin encoder.
- Filtro RFI integral para 1er y 2º entorno como estándar.
- Sistema de bus de campo flexible con Modbus integrado y diversos adaptadores de bus de campo que pueden montarse de forma interna.
- Cuenta con las aprobaciones UL, cUL y CE.

4.6.1.2 Características principales

➤ Panel de control asistente

- Dos teclas multifunción, cuya función varía según el estado del panel
- Botón de “Ayuda” integrado
- Reloj de tiempo real, permite el análisis de fallos con indicación del momento en que se produjeron y el ajuste de parámetros para su activación en distintas horas.
- Menú de parámetros modificados.

➤ Reactancias

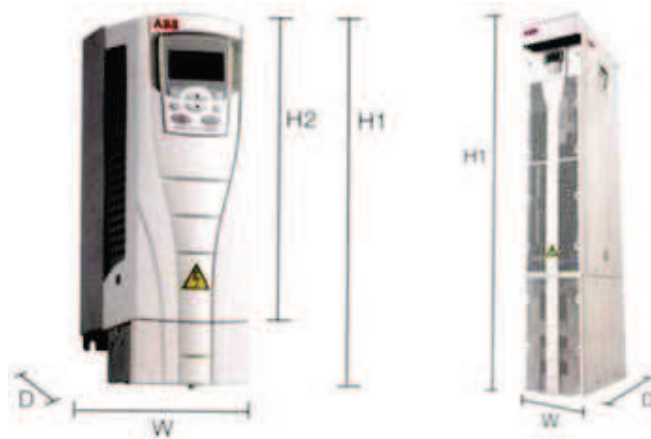
- Reactancias de CC de autoinducción variable.
- Asignan la inductancia correcta a la carga adecuada, con lo que se suprimen y reducen los armónicos.

4.6.1.3 Control vectorial. Panel de control asistente. Para facilitar la programación del accionamiento, se suministra un panel de control asistente extraíble, multilingüe y alfanumérico como estándar. El panel de control cuenta con diversos asistentes y una función de ayuda integrada para guiar al usuario. Incluye un reloj de tiempo real, que puede emplearse durante el registro de fallos y el control del accionamiento, como la marcha/paro. También es posible utilizar el panel para la copia de seguridad de parámetros o para descargarlos a otro accionamiento. Su gran pantalla gráfica y sus teclas multifunción hacen que la navegación sea extremadamente sencilla.

4.6.1.4 Datos técnicos.

- Refrigeración: El ACS550 cuenta con ventiladores de aire de refrigeración.
- Dicho aire no debe contener materiales corrosivos ni encontrarse por encima de la temperatura ambiente máxima de 40°C (50°C con derrateo).
- Conexiones de los fusibles: En los accionamientos estándar ABB pueden emplearse fusibles estándar.

Figura 35. Variador ABB



Fuente: Variador de velocidad ABB [en línea]. Argentina 2007: [Consultado en enero 22 de 2009]. Disponible en: www.elecsejano.com.ar

4.6.2 Variador de velocidad Danfoss. La empresa **Danfoss** posee una gamma amplia de variadores de velocidad entre ellos se encuentra el VLT 2800, que se puede observar en la figura 36.

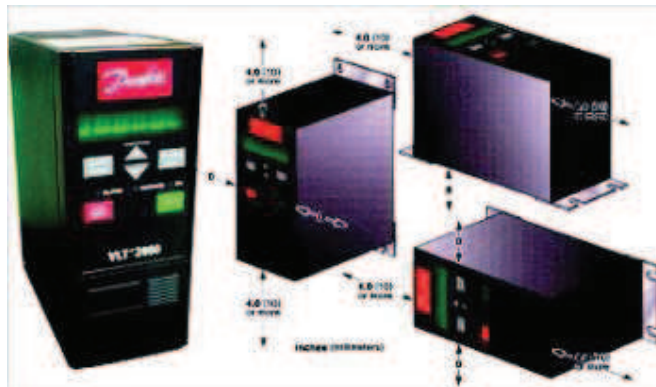
4.6.2.1 Tecnología de placa fría. Las series VLT 2800 utilizan la tecnología de placa fría para optimizar los requerimientos de espacio del gabinete. La tecnología de plato frío se traduce en menos calor en el gabinete. Con este sistema, hasta un 65% del calor generado por los componentes del VLT 2800 puede ser transmitido a través de la parte posterior de la unidad.

➤ **Libre posición de montaje.** El TAS (Temperature Adaptive System) del VLT 2800 controla el ventilador y varía la frecuencia para asegurar que la temperatura del variador permanece dentro de los límites aceptables. Este sistema protector permite que el variador pueda ser montado verticalmente u horizontalmente de acuerdo con las siguientes indicaciones:

4.6.2.2 TAS (Temperature Adaptive System). El TAS monitorea la temperatura de manejo, de carga y las frecuencias de operación y automáticamente provee la mayor frecuencia aceptable en el rango de 4.5 - 14 Khz. TAS mantendrá la frecuencia más alta hasta que las condiciones térmicas encuentren el límite especificado, en tal punto la frecuencia ajustada es automáticamente reducida. Este sistema protector provee tres ventajas:

- **Modo de Operación Silencioso** ya que el VLT 2800 mantiene una frecuencia optima todo el tiempo, el ruido de motor audible es reducido sin sobrecalentar el motor o el variador.
- **No Derating** Monitoreo constante del estado térmico del variador ayuda al VLT 2800 a ajustar la frecuencia correspondiente.
- **Operación Manos libres** ningún tipo de programación extra es requerido luego de la activación del TAS para encontrar la frecuencia exacta. El VLT continuamente reduce el ruido audible del motor mientras se minimiza la pérdida térmica durante la operación.

Figura 36. Variador DANFOSS serie VLT 2800



Fuente: Variador de velocidad DANFOSS [en línea]. Argentina 2007: [Consultado en enero 25 de 2009]. Disponible en: www.supercontrols.com.ar

4.6.3 Variador de velocidad Yaskawa. YASKAWA (Japón) es la primera empresa que diseñó un Variador de Velocidad para motor de C.A. por variación de frecuencia y tensión en el año 1971, a partir de allí ha estado siempre mundialmente al frente en tecnología y en ventas.

La empresa Yaskawa posee una gamma amplia de variadores de velocidad entre ellos se encuentra el V1000, que se puede observar en la figura 37. Yaskawa es una de las mejores empresas europeas en la fabricación de variadores industriales, ha dado un gran paso en la eficiencia de sus diseños con el desarrollo de la **Serie V1000**, un variador compacto capaz de soportar hasta 10 años de vida útil sin mantenimiento, considerándose el más fiable del mundo. Además, por sus características y rendimiento, garantiza la satisfacción al 100% de las expectativas de los fabricantes de máquinas

Figura 37. Variador Yaskawa serie V1000



Fuente: Variador de velocidad YASKAWA [en línea]. China 2007: [Consultado en enero 28 de 2009]. Disponible en: www.infoplc.net

El V1000 es uno de los variadores de frecuencia más pequeños del mercado y puede montarse adosado uno al lado del otro mediante un sistema de disipación de calor patentado para ahorrar espacio en la instalación. En comparación con modelos tradicionales, no solo se ha reducido su volumen en hasta un 40% para ahorrar espacio de montaje, sino que utiliza además un 50% menos de componentes mecánicos internos, reduciéndose considerablemente el riesgo de fallo del equipo.

El V1000 permite incrementar la corriente de salida en aproximadamente un 20% gracias al doble rango nominal, permitiendo aumentar una potencia de motor con el mismo equipo en operación Normal Duty. Con el V1000 la seguridad está integrada, haciendo extremadamente sencilla su implementación en el sistema de seguridad de las máquinas sin necesidad de ejecutar complicadas conexiones. Incorpora entradas duales de seguridad

(según EN954-1 Categoría 3) para una desconexión más rápida del motor, reduciendo a la vez el cableado y los contactares externos.

El variador V1000 con su innovadora tecnología para el control de motores permite la utilización de motores de inducción (MI) y de motores síncronos (PM). Utilizando un motor síncrono es posible un ahorro de energía y una miniaturización mecánica no posible con MI.

De este modo, los usuarios que lo deseen, pueden aplicar los distintos tipos de motores con el mismo variador. Asimismo, el variador es capaz de operar de forma continua tras un fallo momentáneo de alimentación independientemente del tipo de motor utilizado.

4.6.4 Variador de velocidad MicroMaster. Los diferentes modelos, que se suministran, cubren un margen de potencia desde 0,12 Kw. hasta 200 Kw. (con par constante (CT)) o hasta 250 Kw. (con par variable (VT)).

Los convertidores están controlados por microprocesador y utilizan tecnología IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) de última generación. Esto los hace fiables y versátiles. Un método especial de modulación por ancho de impulsos con frecuencia de pulsación seleccionable permite un funcionamiento silencioso del motor. Extensas funciones de protección ofrecen una protección excelente tanto del convertidor como del motor.

El MICROMASTER 440, con sus ajustes por defecto realizados en fábrica, es ideal para una gran gama de aplicaciones sencillas de control de motores. El MICROMASTER 440 también puede utilizarse para aplicaciones más avanzadas de control de motores haciendo uso de su funcionalidad al completo. El MICROMASTER 440 puede utilizarse tanto en aplicaciones donde se encuentre aislado como integrado en sistemas de automatización.

4.6.4.1 Características

- Fácil de instalar.
- Puesta en marcha sencilla.
- Diseño robusto en cuanto a CEM.
- Puede funcionar en alimentación de línea IT.
- Tiempo de respuesta a señales de mando rápido y repetible.
- Amplio número de parámetros que permite la configuración de una gama Extensa de aplicaciones.
- Conexión sencilla de cables.
- 3 relés de salida.
- 2 salidas analógicas (0.20 mA).
- 6 entradas digitales NPN/PNP aisladas y conmutables.
- 2 entradas analógicas:
 - AIN1: 0.10 V, 0.20 mA y -10 a +10 V.

- AIN2: 0.10 V, 0.20 mA.

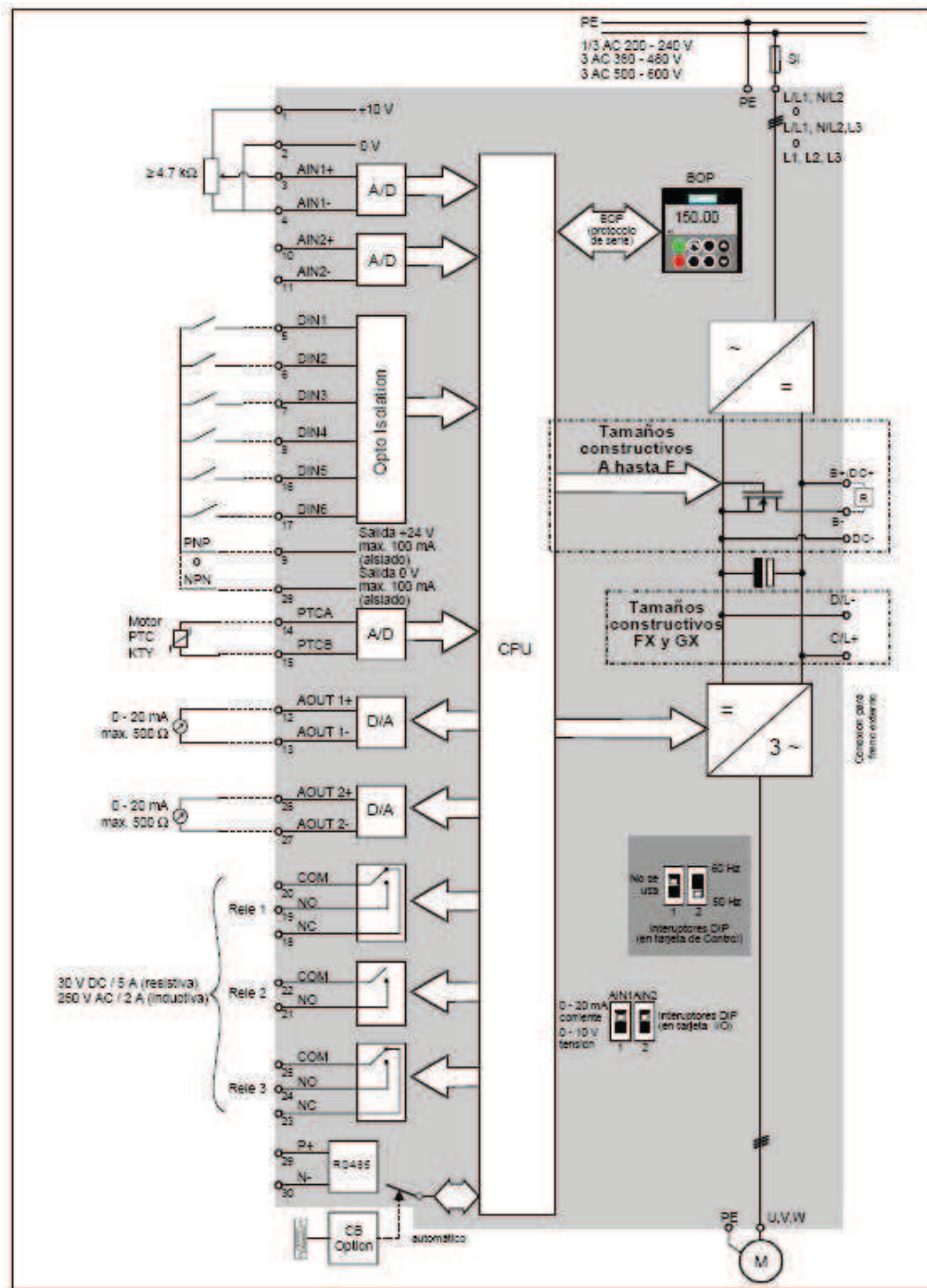
Las 2 entradas analógicas se pueden utilizar como la 7ª y 8ª entrada digital.

- Tecnología BiCo.
- Diseño modular para configuración extremadamente flexible.
- Altas frecuencias de pulsación para funcionamiento silencioso del motor
- Información de estado detallada y funciones de mensaje integradas
- Opciones externas para comunicación por PC, panel BOP (Basic Operator Panel), panel AOP (Advanced Operator Panel) y módulo de comunicación PROFIBUS.

4.6.4.2 Prestaciones

- Control vectorial
- sin sensores (SLVC)
- con emisor (VC)
- Control U/f
- Control de flujo corriente FCC (flux current control) para una mejora de la respuesta dinámica y control del motor
- Característica U/f multipunto
- Limitación rápida de corriente FCL (fast current limitation) para funcionamiento libre de disparos intempestivos
- Freno por inyección de corriente continua integrado
- Frenado compuesto o combinado para mejorar las prestaciones del frenado
- Freno estrangulador integrado (Tamaños constructivos A hasta F)
- Emisor de velocidad máxima
- Con redondeado
- Sin redondeado
- Control en lazo cerrado utilizando una función PID (proporcional, integral y diferencial), con autoajuste
- Juego de parámetros de conmutación
- Juegos de datos del motor (DDS)
- Juegos de datos de órdenes y fuentes de datos teóricos (CDS)
- Chips con funciones libres
- Memoria tampón dinámica
- Rampa de bajada seleccionable ((rampas de subida y bajada seleccionables))

Figura 38. Diagrama de bloques del MicroMaster



Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea] Argentina 2007: [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

4.6.4.3 Forma de evitar interferencias electromagnéticas (EMI). Los convertidores han sido diseñados para funcionar en un entorno industrial cargado con grandes interferencias electromagnéticas. Normalmente, unas buenas prácticas de instalación aseguran un funcionamiento seguro y libre de perturbaciones. Si encuentra problemas, siga las directrices que se indican a continuación.

Acciones a tomar

- Asegurarse que todos los aparatos alojados en un armario/caja estén bien puestos a tierra utilizando cable de tierra grueso y corto conectado a un punto estrella o barra común.
- Asegurarse de que cualquier equipo de control (como un PLC) conectado al convertidor esté unido a la misma tierra o punto de estrella que el convertidor mediante un enlace corto y grueso.
- Conectar la tierra de los motores controlados por el convertidor directamente a la conexión de tierra (PE) del convertidor asociado.
- Es preferible utilizar conductores planos ya que tienen menos impedancia a altas frecuencias.
- Terminar de forma limpia los extremos de los cables, asegurándose de que los hilos no apantallados sean lo más cortos posibles.
- Separar lo más posible los cables de control de los cables de potencia, usando conducciones separadas, y si es necesario formando ángulo de 90° los unos con los otros.
- Siempre que sea posible utilizar cables apantallados para las conexiones del circuito de mando.
- Asegurarse de que los contactores instalados en el armario/caja lleven en paralelo con las bobinas elementos supresores como circuitos RC para contactores de alterna o diodos volantes para contactores de continua. También son eficaces los supresores de varistor. Esto es importante cuando los contactores sean controlados desde el relé incluido en el convertidor.
- Utilizar cables apantallados o blindados para las conexiones al motor y poner a tierra la pantalla en ambos extremos utilizando abrazaderas.

4.6.4.4 Modos de puesta en servicio. El MICROMASTER 440 cuenta con un SDP (ver Figura 39). Este panel permite una aplicación múltiple del convertidor con los preajustes efectuados en fábrica. Si dichos preajustes no se adaptan a las condiciones de su instalación, puede modificarlos con ayuda de los paneles opcionales BOP o AOP (ver Figura 39). Además, los ajustes de fábrica pueden readaptarse con las herramientas PC-IBN .Drive Monitor. o .STARTER.. Este Software está contenido en el CD-ROM que se adjunta con la documentación del equipo.

Figura 39. Paneles del MicroMaster



Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. Siemens 2007: [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

➤ **Panel SDP.** El panel SDP dispone de dos diodos LED frontales que muestran el estado operativo del convertidor (figura 39).

Al utilizar el SDP, los preajustes del convertidor deben ser compatibles con los siguientes datos del motor:

- Potencia nominal del motor
- Tensión del motor
- Corriente nominal del motor
- Frecuencia nominal del motor (Se recomienda el uso de un motor estándar Siemens).

Además, deben cumplirse las siguientes condiciones:

- Velocidad variable linealmente (U/f), con un potenciómetro analógico.
- Velocidad máxima: 1500 r/min a 50 Hz (1800 r/min a 60 Hz); controlada mediante un potenciómetro a través de una entrada analógica del convertidor
- Tiempo de aceleración en rampa/tiempo de deceleración en rampa=10 s

Tabla 6. Ajustes por defecto para funcionamiento utilizando el panel SDP

	Bornes	Parámetro	Funcionamiento por defecto
Entrada digital 1	5	P0701 = '1'	ON a derechas
Entrada digital 2	6	P0702 = '12'	Invertir
Entrada digital 3	7	P0703 = '9'	Acuse de fallo
Entrada digital 4	8	P0704 = '15'	Frecuencia fijada
Entrada digital 5	16	P0705 = '15'	Frecuencia fijada
Entrada digital 6	17	P0706 = '15'	Frecuencia fijada
Entrada digital 7	Mediante AIN1	P0707 = '0'	Inactiva
Entrada digital 8	Mediante AIN2	P0708 = '0'	Inactiva

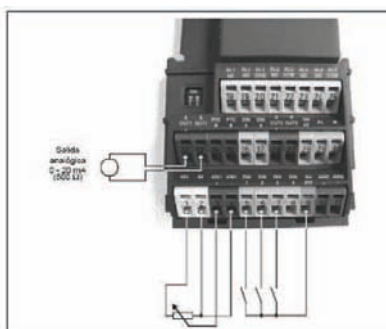
Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. siemens 2007: [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

➤ **Funcionamiento básico con el panel SDP.** Si está colocado el panel SDP es posible realizar lo siguiente:

- Arrancar y parar el motor (DIN1 mediante interruptor externo)
- Invertir el sentido de giro del motor (DIN2 mediante interruptor externo)
- Reposición o acuse de fallos (DIN3 mediante interruptor externo)

El control de la velocidad del motor se realiza conectando las entradas analógicas tal y como muestra la figura 40.

Figura 40 Funcionamiento básico con el panel SDP



Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. Siemens 2007: [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

➤ **Panel BOP.** Mediante el panel BOP (figura 39) se pueden modificar los valores de parámetros. Para parametrizar con el panel BOP se debe retirar el SDP y se debe colocar el BOP. El panel BOP contiene una pantalla de siete segmentos en la que se muestran los números y valores de parámetros, mensajes de alarma y de fallo así como valores de consigna y valores reales. No es posible el almacenamiento de información de parámetros con el BOP.

Tabla 7. Ajuste por defecto para funcionamiento básico con el panel BOP

Parámetro	Significado	Por defecto Europa (Norteamérica)
P0100	Modo operación Europa/USA	50 Hz, kW (60Hz, hp)
P0307	Potencia nominal del motor	Las unidades (kW o Hp) dependen del ajuste de P0100. [valor dependiente de la variante.]
P0310	Frecuencia nominal del motor	50 Hz (60 Hz)
P0311	Velocidad nominal del motor	1395 (1680) rpm [dependiendo de la variante]
P1082	Frecuencia máxima del motor	50 Hz (60 Hz)

Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. Siemens 2007 [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

Figura 41. Botones del panel BOP

Panel/Botón	Función	Efectos
	Indicación de estado	La pantalla de cristal líquido muestra los ajustes actuales del convertidor.
	Marcha	Al pulsar este botón se arranca el convertidor. Por defecto está bloqueado este botón. Para habilitar este botón, ajustar P0700 = 1.
	Parada	OFF1 Pulsando este botón se para el motor siguiendo la rampa de deceleración seleccionada. Por defecto está bloqueado; para habilitarlo, ajustar P0700 = 1. OFF2 Pulsando el botón dos veces (o una vez prolongada) el motor se para de forma natural (por inercia). Esta función está siempre habilitada.
	Invertir sentido de giro	Pulsar este botón para cambiar el sentido de giro del motor. El inverso se indica mediante un signo negativo (-) o un punto decimal intermitente. Por defecto está bloqueado; para habilitarlo, ajustar P0700 = 1.
	Jog motor	Pulsando este botón mientras el convertidor no tiene salida hace que el motor arranque y gire a la frecuencia Jog preseleccionada. El motor se detiene cuando se suelta el botón. Pulsar este botón cuando el motor está funcionando carece de efecto.
	Funciones	Este botón sirve para visualizar información adicional. Pulsando y manteniendo este botón apretado durante 2 segundos desde cualquier parámetro durante la operación, muestra lo siguiente: 1. Tensión del circuito intermedio (indicado mediante d – unidades en V). 2. Corriente de salida, (A) 3. Frecuencia de salida (Hz) 4. Tensión de salida (indicada mediante o – unidades en V). 5. El valor seleccionado en P0005 (si P0005 está ajustado para mostrar cualquiera de los valores de arriba (1 - 4) entonces éste no se muestra de nuevo). Cualquier pulsación adicional hace que vuelva a visualizarse la sucesión indicada anteriormente. Función de salto Pulsando brevemente el botón Fn es posible saltar desde cualquier parámetro (rXXXX o PXXXX) a r0000, lo que permite, si se desea, modificar otro parámetro. Una vez retornado a r0000, si pulsa el botón Fn irá de nuevo a su punto inicial. Anular Cuando aparecen mensajes de alarma y error, se pueden anular, pulsando la tecla Fn.
	Acceder a parámetros	Pulsando este botón es posible acceder a los parámetros.
	Subir valor	Pulsando este botón se sube el valor visualizado.
	Bajar valor	Pulsando este botón se baja el valor visualizado.

Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. Siemens 2007 [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en:
<http://www.siemens.com.ar>

➤ **Panel AOP.** El panel AOP (figura 39) está disponible como opción. Entre sus características avanzadas figuran las siguientes:

- Visualización multilingüe de textos explícitos
- Carga/descarga de varios juegos de parámetros
- Programable vía PC
- Capacidad multipunto para controlar hasta 30 convertidores

4.6.4.5 Modos de control. Los diferentes modos de control del MICROMASTER 440 gobiernan la relación entre la velocidad del motor y la tensión suministrada por el convertidor. A continuación se describen de forma resumida los modos de control disponibles:

- **Control V/f lineal, P1300 = 0** Puede ser usado para aplicaciones par variable y constante, como cintas transportadoras y bombas de desplazamiento positivo.
- **Control V/f lineal con FCC (Flux Current Control), P1300 = 1** Este modo de control se puede emplear para mejorar la eficiencia y la respuesta dinámica del motor.
- **Control V/f cuadrático (parabólico) P1300 = 2** Este modo puede utilizarse para cargas con par variable como ventiladores y bombas.
- **Control V/f multipunto P1300 = 3** Para información sobre este modo de operación, consultar el Manual de referencia del MM440.
- **Control V/f para aplicaciones textiles P1300 = 5** No hay compensación de deslizamiento ni inhibición de frecuencias de resonancia. El controlador I_{max} se refiere a la tensión en lugar de la frecuencia.
- **Control V/f con FCC para aplicaciones textiles P1300 = 6** Una combinación de P1300 = 1 y P1300 = 5.
- **Control V/f con consigna de tensión independiente P1300 = 19** La consigna de tensión se puede dar usando P1330 de forma independiente de la frecuencia de salida del generador de rampa RFG (Ramp Function Generator)
- **Control vectorial sin sensor P1300 = 20** Esta característica permite que la velocidad del motor esté controlada con compensación de deslizamiento inherente. Permite para pares elevados una mejora de la respuesta transitoria, un mantenimiento de la velocidad excelente y una mejora del par a frecuencias bajas. Permite cambiar de control vectorial a control de par (véase P1501).
- **Regulación de las revoluciones con un emisor P1300 = 21** La regulación orientada con el campo y con emisor de revoluciones permite:
 - Mayor exactitud y mejora dinámica de la regulación de las revoluciones
 - Mejora de la regulación a bajas revoluciones
- **Control vect. de par sin sensor P1300 = 22** esta característica permite al convertidor controlar el par de un motor. Si hay una aplicación donde se requiera un par constante, se puede fijar una consigna de par y el convertidor variará la corriente suministrada al motor para mantener el par requerido.

- **Regulación del par con un emisor P1300 = 23** La regulación del par con un emisor permite una mayor exactitud y una dinámica mejorada en la regulación del par.

Figura 42. Variador MicroMaster 440 de Siemens



Fuente: Variador de velocidad MICROMASTER [en línea]. Argentina. Siemens 2007 [Consultado en febrero 2 de 2009]. Disponible en: <http://www.siemens.com.ar>

5. IMPLEMENTACIÓN DEL EMULADOR DE CARGA

El diseño del emulador de carga para el motor de inducción trifásico consta de una parte en hardware y otra en software (figura 2); la parte de hardware se compone de un controlador de corriente y un drive para el freno electromagnético. En la parte del software está el diseño de las cargas a emular sobre el motor de inducción y el control de torque. Por otra parte el controlador de velocidad que será aplicado al motor de inducción tendrá lugar en el variador de velocidad MicroMaster 440 de Siemens.

5.1 PARAMETRIZACIÓN DEL MOTOR

El circuito equivalente de un motor de inducción es una herramienta muy útil para determinar la respuesta del motor a los cambios de carga. Sin embargo, si un modelo se va a usar en una máquina real, es necesario determinar cuál es el valor de los elementos que se van en el modelo.

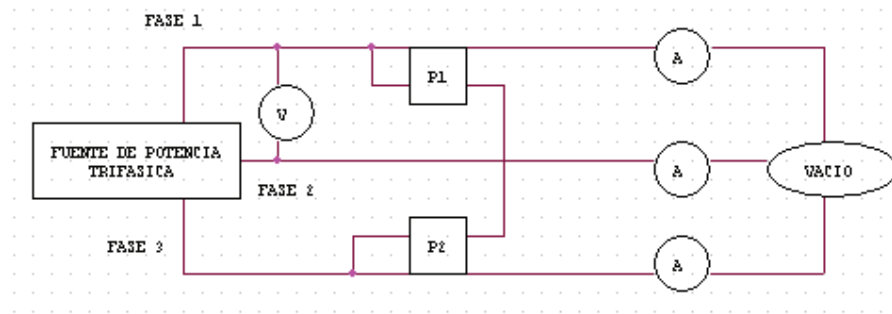
Estos elementos son:

- $R_1 = R_s$ resistencia del estator.
- $R_2 = R_r$ resistencia del rotor.
- $X_1 = X_s$ reactancia del estator.
- $X_2 = X_r$ reactancia del rotor.
- $X_m = X_{sr}$ reactancia de magnetización.

Estos elementos informativos se pueden encontrar realizando una serie de pruebas sobre el motor de inducción, que son análogos a los de cortocircuito y vacío realizados en un transformador. Los ensayos se deben llevar a cabo en condiciones controladas con mucha precisión, puesto que las resistencias varían con la temperatura, y la resistencia del rotor con la frecuencia.

5.1.1 Ensayo en vacío. El ensayo en vacío de un motor de inducción mide las pérdidas rotacionales del motor y proporciona información sobre su corriente de magnetización. La única carga en el motor es la fricción y las pérdidas por ventilación, por lo tanto la potencia que se convierte de mecánica a eléctrica del motor es absorbida por las pérdidas mecánicas y el deslizamiento del motor es muy pequeño. El montaje de ensayo en vacío se muestra en la figura 43.

Figura 43. Conexión de ensayo en vacío del motor de inducción.



Para el ensayo de vacío es necesario tomar datos como:

- Voltaje de fase.
- Corriente de fase.
- Potencia de fase.

Resultados de ensayo en vacío

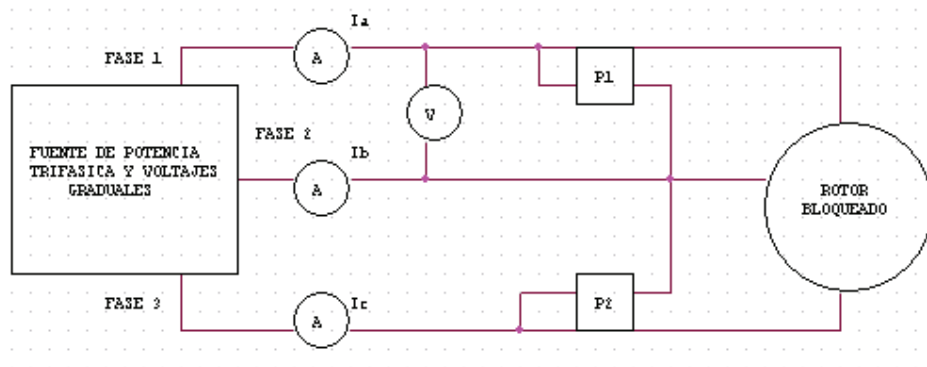
- la potencia esta determinada en Watts.
- el voltaje esta determinado en Voltios.
- la corriente esta determinada en Amperios.

Tabla 8. Resultados de prueba en vacío

	FASE		
	W	V	U
If	2.53	2.71	2.51
Vf	121	121	121
Pf	50	36	24
FP	0.163	0.104	0.072

5.1.2 Ensayo rotor bloqueado. Este ensayo corresponde al de corto circuito en los transformadores. En él, el rotor esta bloqueado de modo que no se puede mover, se le aplica un voltaje al motor y se miden el voltaje, la corriente y la potencia resultante. El montaje de ensayo del rotor bloqueado se muestra en la figura 44.

Figura 44. Ensayo del rotor bloqueado en un motor de inducción.



Para el ensayo de rotor bloqueado es necesario tomar datos como:

- Voltaje de fase.
- Corriente de fase.
- Potencia de fase.

Resultados del ensayo del rotor bloqueado

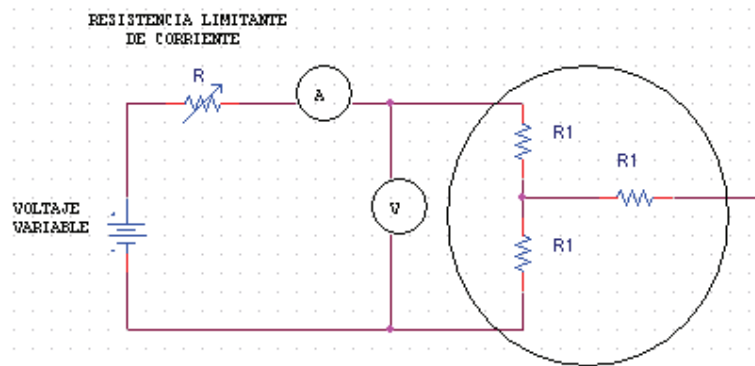
- la potencia esta determinada en Watts.
- el voltaje esta determinado en Voltios.
- la corriente esta determinada en Amperios.

Tabla 9. Resultados de rotor bloqueado

	3Φ
If	4
Vf	121
Pf	50
FP	0.163

5.1.3 Ensayo de CC para la resistencia de estator. La resistencia de estator R_s es la que me determina la forma de la curva de par-velocidad, definiendo la velocidad a la cual se produce el momento de par máximo. Básicamente en este ensayo se aplica un voltaje de cc a los embobinados del estator de un motor de inducción, puesto que la corriente es cc, no hay voltaje inducido en el circuito del rotor ni flujo de corriente resultante en el rotor. También, con corriente continua la reactancia del motor es cero, por tanto, la única cantidad que limita el flujo de corriente en el motor es la resistencia del estator y dicha resistencia puede determinarse. El montaje de ensayo de cc para la resistencia del estator se muestra en la figura 45.

Figura 45. Ensayo de cc para la resistencia del estator.



Para el ensayo de CC para la resistencia del estator es necesario tomar datos como:

- Voltaje DC
- Corriente CC

Resultados del ensayo de CC para la resistencia de estator

Vdc=18 V

Idc=4 A

Con la formula:

$$R_s = \frac{V_{cc}}{2I_{cc}} \quad (5-1)$$

Tenemos que la resistencia de estator es:

$$R_s = 2.25 \text{ ohmios}$$

Resumen de datos:

Prueba en vacío:

- IF = 2.6 A
- VF = 121 V
- PF = 37 W

Prueba con rotor bloqueado

- $I_F = 3.92 \text{ A}$
- $V_F = 43.6 \text{ V}$
- $P_F = 198 \text{ W}$

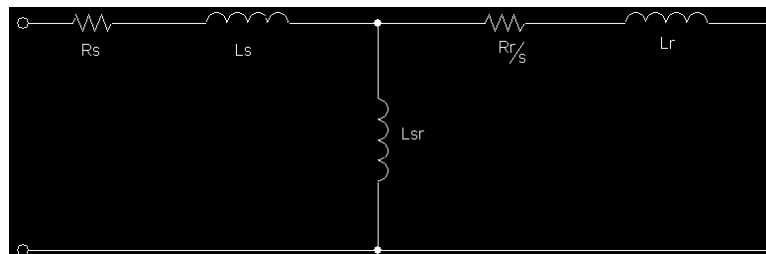
Prueba en DC

- $I_{dc} = 4 \text{ A}$
- $V_{dc} = 18 \text{ Vdc}$

5.2 CALCULO DE PARÁMETROS

Antes de iniciar el cálculo de los parámetros, se establece el modelo del motor a trabajar. En la figura 46 se muestra el circuito resultante por fase de un motor de inducción resumiendo el circuito de la figura 21.

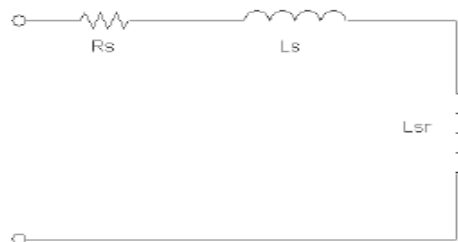
Figura 46. Circuito resultante por fase de un motor de inducción.



Fuente: Chapman, Stephen J. Maquinas Eléctricas. Motores de inducción
Bogota: McGraw-Hill, 1990. p 573.

De la prueba en vacío se puede establecer un deslizamiento S igual a cero, por lo que el circuito equivalente del rotor desaparece, quedando un modelo como el de la figura 47.

Figura 47. Circuito equivalente para el ensayo en vacío.



Fuente: Chapman, Stephen J. Maquinas Eléctricas. Motores de inducción
Bogota: McGraw-Hill, 1990

Del circuito de la figura 47 anterior se establece la impedancia del circuito en vacío Z_o , la resistencia del circuito en vacío R_o y la reactancia en vacío X_o .

$$Z_o = \frac{V_f}{I_f} = \frac{121}{2.6} = 46.538\Omega \quad (5-2)$$

$$R_o = \frac{P_o}{I^2} = \frac{37}{6.76} = 5.473\Omega \quad (5-3)$$

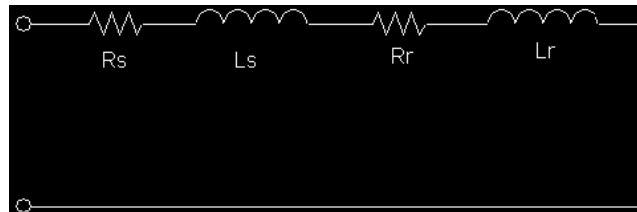
$$X_o = \sqrt{Z_o^2 - R_o^2} = 46.215\Omega \quad (5-4)$$

De la prueba con rotor bloqueado se puede establecer que:

- Al alimentar a bajo voltaje, la corriente por la inductancia magnetizante es pequeña, alrededor del 5% o menos de la corriente nominal.
- Al ser la corriente de magnetización pequeña, esta se puede despreciar
- Como no existe movimiento del rotor el deslizamiento es igual a uno.

Del circuito equivalente del ensayo en vacío se establecen la impedancia del circuito con rotor bloqueado Z_{RB} , la resistencia del circuito R_{RB} y la reactancia X_{RB} .

Figura 48. Circuito equivalente para el ensayo del rotor bloqueado



Fuente: Chapman, Stephen J. Maquinas Eléctricas. Motores de inducción
Bogota: McGraw-Hill, 1990

$$Z_{RB} = \frac{V_{RB}}{I_{RB}} = \frac{43.6}{3.92} = 11.122\Omega \quad (5-5)$$

$$R_{RB} = \frac{P_{RB}}{I^2} = \frac{66}{13.104} = 5.037\Omega \quad (5-6)$$

$$X_{RB} = \sqrt{Z_{RB}^2 - R_{RB}^2} = 9.916\Omega \quad (5-7)$$

Durante años la experiencia ha señalado que los motores de ciertos tipos de diseño tienen ciertas proporciones entre las reactancias del rotor y el estator como se muestra en la tabla 10.

Tabla 10. Reglas empíricas para dividirle circuito de reactancia del rotor y el estator

Diseño del rotor	Xs y Xr como funciones de Xrb	
	Xs	Xr
Rotor embobinado	0.5 Xrb	0.5 Xrb
diseño A	0.5 Xrb	0.5 Xrb
diseño B	0.4 Xrb	0.6 Xrb
diseño C	0.3 Xrb	0.7 Xrb
diseño D	0.5 Xrb	0.5 Xrb

Fuente: Chapman, Stephen J. Maquinas Eléctricas. Motores de inducción Bogota: McGraw-Hill, 1990p 613.

Teniendo en cuenta la tabla mostrada en la anterior figura, los valores de las reactancias del rotor (X_R) y estator (X_S) son el 50% de la reactancia calculada en el ensayo de rotor bloqueado (X_{RB}). Por lo que concluimos que estas reactancias son iguales.

$$X_S = 0.5 X_{RB} = 4.958 \Omega \quad (5-8)$$

$$X_R = 0.5 X_{RB} = 4.958 \Omega \quad (5-9)$$

De la prueba de DC:

- $I_{dc} = 4 \text{ A}$
- $V_{dc} = 18 \text{ Vdc}$

De la ecuación (5-1):

$$R_S = \frac{18V}{2(4A)} = 2.25 \Omega$$

$$R_S = 2.25 \Omega$$

Para determinar la resistencia del rotor R_R se reemplaza en la formula:

$$R_R = R_{RB} - R_S \quad (5-10)$$

$$R_R = 2.787 \Omega$$

Partiendo de los valores de las reactancias $X_S = X_R$ determinamos los valores de las bobinas:

$$L_S = L_R = \frac{X_R}{2\pi f} = 0.0131 H \quad (5-11)$$

5.3 PAR MÁXIMO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El par máximo desarrollado por el motor de inducción se expresa por la siguiente formula:

$$T_{\max} = 3 * \frac{1 * V_{th}^2}{2\omega_{syn} R_{th} + \sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X_r)^2}} \quad (5-12)$$

Donde V_{TH} , R_{TH} , X_{TH} , son equivalentes Thevenin del circuito por fase del rotor.

Para el voltaje, la resistencia y la reactancia Thevenin las formulas son las siguientes respectivamente:

$$V_{th} = \frac{X_{sr}}{\sqrt{R_s^2 + (X_s + X_{rs})^2}} * V_f \quad (5-13)$$

$$R_{th} = \left[\frac{X_{sr}}{X_s + X_{sr}} \right]^2 R_s \quad (5-14)$$

$$X_{th} = \frac{X_{sr} R_s^2 + X_{sr} X_s (X_s + X_{sr})}{R_s^2 + (X_s + X_{sr})^2} \quad (5-15)$$

Sabiendo que la reactancia magnética es:

$$X_M = Z_0 - X_S \quad (5-16)$$

$X_M = 41.58\Omega$

Reemplazando en las formulas anteriores tenemos que:

$$V_{TH} = 113.359V$$

$$R_{TH} = 1.796\Omega$$

$$X_{TH} = 4.516\Omega$$

Retomando la formula (5-12) del torque máximo y teniendo en cuenta que $W_{SYN} = V_N \pi / 30$ donde V_N representa la velocidad nominal del motor que es igual a 1675RPM.

Para los valores de la parametrización, el par máximo tiene un valor de 8.6N.m. Valores prácticos indican que el par máximo de un motor de inducción clase A es de aproximadamente 1.5-1.75 veces el par nominal dando un valor promedio aproximado de 8.29N.m. Esta clasificación de los motores se puede ver en la tabla 10.

Tabla 11. Características de los motores comerciales de inducción de jaula de ardilla de acuerdo a la clasificación NEMA

Clase NEMA	Par de Arranque (# de veces el nominal)	Corriente de Arranque	Regulación de Velocidad (%)	Nombre de clase del motor
A	1.5-1.75	5-7	2-4	Normal
B	1.4-1.6	4.5-5	3.5	De propósito general
C	2-2.5	3.5-5	4-5	De doble jaula alto par
D	2.5-3.0	3-8	5-8,8-13	De alto par, alta resistencia
F	1.25	2-4	Mayor de 5	De doble jaula, bajo par y baja corriente de arranque

5.4 SIMULACIÓN

Cuando se tienen todos los parámetros calculados anteriormente estos son ingresados a un sistema CDA (diseño asistido por computador) conocido como MATLAB donde se hará un código para la simulación del modelo matemático del motor de inducción.

Matlab (abreviatura de *MATrix LABoratory*, "laboratorio de matrices") es un software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Está disponible para las plataformas Unix, Windows y Apple Mac OS X.

Entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware. El paquete MATLAB dispone de dos herramientas adicionales que expanden sus prestaciones, a saber, Simulink (plataforma de simulación multidominio) y GUIDE (editor de interfaces de usuario - GUI).

```
% disp ('*****')
% disp (' **** Variables Modelo de Motor de Inducción ****')
% disp (' *****')
```

```
clc;
```

%Test en Vacío

```
Vo = 121;
ILo= 2.6;
%Fo =62.3*pi/180%(180-104.67)*pi/180; %52.706*pi/180;
```

%Test Bloqueado

```
Vbq = 43.6;
Ibq = 3.92;
%Fbq = 66*pi/180
```

%Test DC

```
Vf = 18;
Rlimit = 0;
Idc = 4;
```

```
% *****
% ***** Cálculo de parámetros *****
% *****
```

% - Resistencia estatorica.

```
Rs = (Vf-Rlimit*Idc)/Idc/2;
```

% - Impedancia de vacío

```

Zo = Vo/Ilo;
Po=187;          %potencia trifasica
Ro = Po/Ilo^2;
Xo = sqrt(Zo^2-Ro^2); %Reactancia en vacío es igual a Reactancia de estator
mas reactancia
%magnetizante

```

% - Impedancia de rotor bloqueado

```

Zbq = Vbq/Ibq;
Pbq=198;%        potencia trifasica
Rbq = Pbq/Ibq^2;
%Xbq15 = sqrt(Zbq^2-Rbq^2); %Reactancia de Rotor Bloqueado es igual a
Reactancia de estator mas reactancia de rotor
Xbq60 = 9.916;

```

% - Diseño de Rotor

```

Xs = 0.5*Xbq60;
Xr = 0.5*Xbq60;

```

% Resistencia rotorica y reactancia magnetizante

```

Rr = Rbq - Rs;
Xsr = Xo - Xs;

```

%Inductancias a 60Hz

```

L1 = Xs/377;
L2 = Xr/377;
Lm = Xsr/377;

```

% disp ('Inercia')

```

J = 0.0018;
%disp ('Coeficiente de fricción mecánico')

```

```

f = 0.0;

```

%disp ('Numero de pares de polos')

```

v = 4;

```

%disp ('Inductancia mutua Lsr')

```

Lsr = Lm;

```

%disp ('Inductancia rotorica Lr')

$L_r = L_2 + L_{sr};$

%disp ('Inductancia Estatorica Ls')

$L_s = L_1 + L_{sr};$

%disp ('T = Factor de dispersion = $1 - L_{sr}^2 / (L_s * L_r)$ ')

$T = 1 - L_{sr}^2 / (L_s * L_r);$

%disp ('R = $R_s / (T * L_s) + (R_r * L_{sr}^2) / (L_r^2 * T * L_s)$ ')

$R = R_s / (T * L_s) + (R_r * L_{sr}^2) / (L_r^2 * T * L_s);$

%disp ('n = $L_{sr} / (T * L_s * L_r)$ ')

$n = L_{sr} / (T * L_s * L_r);$

%Valores nominales

$V_L = 220 / \sqrt{3};$

$V_{rms} = 220 * 1.4142;$

$F_r = 60;$

$F_c = 5000;$

$T_s = 20e-6;$

$W_{syn} = 1800 * \pi / 30;$

%Valores Thevenin para cálculo del Par Máximo

$V_{th} = X_{sr} * V_L / \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_{sr})^2};$

$R_{th} = (X_{sr} / (X_s + X_{sr}))^2 * R_s;$

$X_{th} = (X_{sr} * R_s^2 + X_{sr} * X_s * (X_s + X_{sr})) / (R_s^2 + (X_s + X_{sr})^2);$

$T_{max} = 3 / (2 * W_{syn}) * V_{th}^2 / (R_{th} + \sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X_r)^2});$

`sim('Modelo_MI_001C_Ok');`

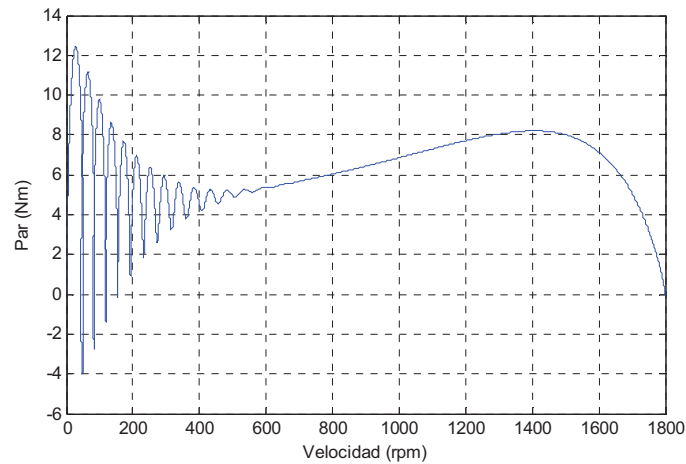
`plot(Wmec.signals.values, Td.signals.values);`

`GRID ON;`

`set(gca, 'XLim', [0 900]);`

En la figura 49 se puede ver la característica par/velocidad del motor de inducción parametrizado anteriormente

Figura 49. Característica par/velocidad del motor de inducción



- **Consideraciones**

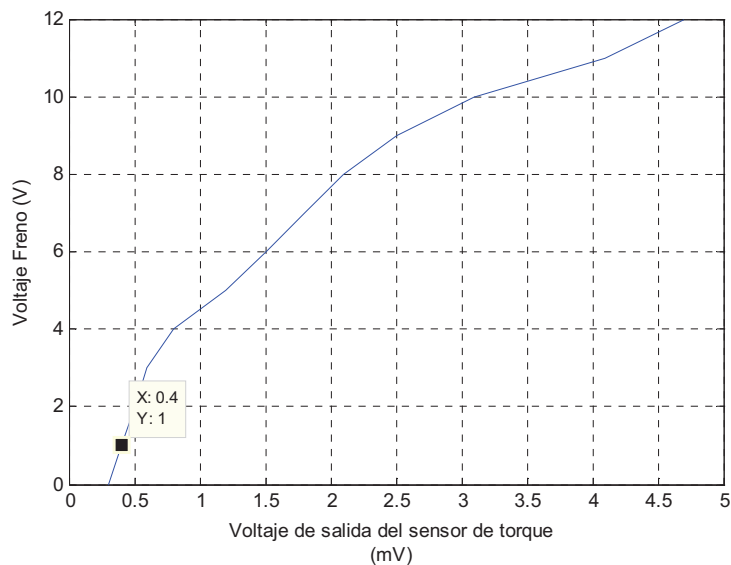
- I_n = corriente nominal del motor (que no exceda los 4 amperios)
- V_{in} = voltaje de alimentación del sensor de par (=10 V)

Tabla 12. Datos del voltaje de freno Vs. Voltaje de salida sensor de par

VOLTAJE APLICADO AL FRENO- ELECTROMAGNÉTICO (v)	VOLTAJE DE SALIDA DEL SENSOR DE PAR (mV)
0	0.3
1	0.4
2	0.5
3	0.6
4	0.8
5	1.2
6	1.5
7	1.8
8	2.1
9	2.5
10	3.1
11	4.1
12	4.7

Los datos de la tabla anterior son ingresados a MATLAB para obtener la relación que existe entre el voltaje que se le aplica al freno-electromagnético y el voltaje de salida del sensor de par; esto se muestra en la figura 50.

Figura 50. Relación entre voltaje de freno y voltaje de salida del sensor de par



Para sacar la ecuación de la figura anterior utilizamos una instrucción en MATLAB llamada ***polyfit*** que dado un conjunto de pares de datos representados en MATLAB mediante dos vectores ***x*** e ***y*** que almacenan, respectivamente, las coordenadas ***x*** e ***y*** de dichos datos, puede realizarse un ajuste polinómico de grado ***n*** ($n=1$ para una recta,), que devuelve un vector en el que se almacenan los coeficientes.

Código en MATLAB

```
Vfm = [0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12];
Vout = [0.3 0.4 0.5 0.6 0.8 1.2 1.5 1.8 2.1 2.5 3.1 4.1 4.7];
p = polyfit (Vout, Vfm, 4);
f = polyval (p, Vout);
Plot (Vout, Vfm, 'x', Vout, f, '-')
grid on
```

La ecuación que determina la grafica de la figura xf va hacer un polinomio del tipo:

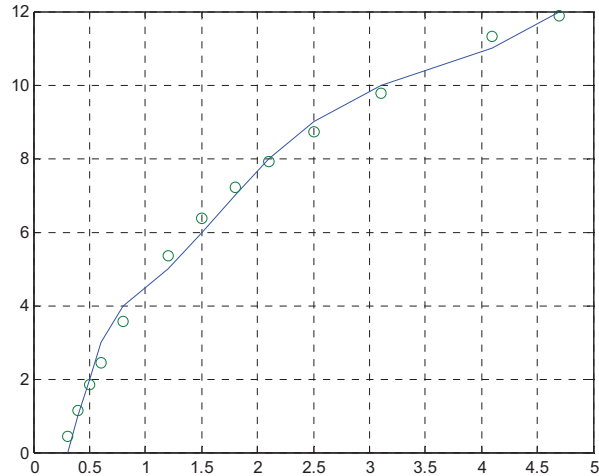
$$y = a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \quad (5-17)$$

Donde los “a” son los coeficientes que arroja la instrucción ***polyfit*** estos son:

p = -0.0544 0.6938 -3.4310 9.4297 -2.1128

Una vez obtenidos el polinomio podemos graficar la similitud entre la grafica original (figura 50) y la grafica que se obtiene a partir de la ecuación. Esta comparación la podemos ver en la figura 51.

Figura 51. Similitud entre la ecuación y datos tomados



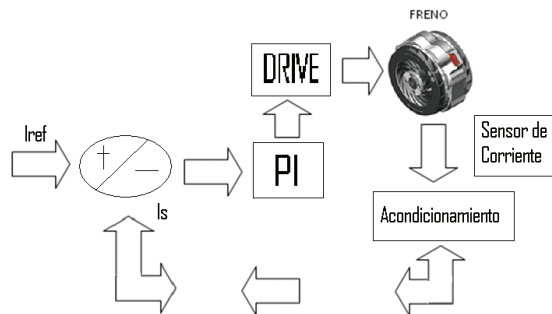
En la figura anterior podemos observar que tan parecido es la curva generada por la ecuación (círculos) y la curva que generan los datos tomados (línea). Debido a que la diferencia es muy pequeña podemos trabajar con la ecuación generada que es:

$$y = -0.0544t^4 + 0.6938t^3 - 3.4310t^2 + 9.4217t - 2.1128$$

5.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE Y DRIVE DEL FRENO ELECTROMAGNÉTICO

Para la aplicación del emulador de carga se requiere un controlador de corriente; esto debido a que cuando se estaba probando el freno electromagnético al ser sometido a un voltaje sentimos la corriente que ingresaba a este, pasado un tiempo el freno electromagnético se calentaba y la corriente en el empezaba a decaer teniendo aun el mismo voltaje; por esta razón se realizó un controlador de corriente para que la corriente en el permanezca constante y el par ejercido sobre la carga no cambie.

Figura 52. Diagrama de bloques del controlador de corriente



5.5.1 Sensor de corriente. Los sensores de corriente se ha vuelto una necesidad la medición permanente de la cantidad de energía consumida en una planta así como la ventaja que ofrece esta señal (Corriente o Voltaje), a nivel de control.

De los primeros medidores electromecánicos de energía que aun se pueden observa y que marcaron una etapa importante en la historia de las mediciones, se está migrando a una nueva generación de instrumentos con presentación digital y basados en microcontroladores. Estos dispositivos permiten contar con un equipo más flexible y potente en cuanto a posibilidades. .

Cualquiera que sea su uso, se deben emplear transductores adecuados de tensión y corriente que permita la mediciones en el rango más amplio posible, sin perder linealidad ni confiabilidad, sobre todo en la parte baja de la escala por su sensibilidad y en los rangos más altos, por su seguridad (robustez).

5.5.1.1 Sensores no lineales de corriente

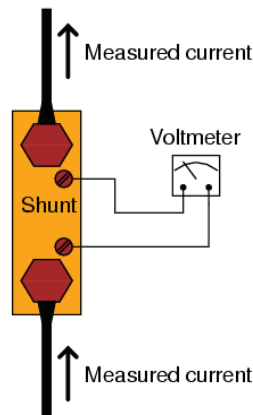
- **Transformador de corriente.** Emplea el mismo principio que el transformador de tensión, con una relación de transformación conveniente para lograr una corriente secundaria de valor reducido. Posee mayor sensibilidad que el TI lineal y consume poca potencia. Sin embargo el material ferroso del núcleo provoca un comportamiento no lineal entre el campo magnético y la excitación, pudiendo incluso llegar a la saturación.

5.5.1.2 Sensores lineales de corriente

- **Resistencia Shunt.** Es una resistencia de alambre que posee un coeficiente muy bajo de temperatura y que se coloca en serie con la carga permitiendo obtener una tensión entre sus terminales de sus bornes, proporcional a la corriente por la misma.

Si bien existe una inductancia parasita en esta resistencia, esta solo presenta alteraciones en la medición si la frecuencia es relativamente alta. Podemos decir que es el diseño más económico para sensor corriente, pero a valores elevados de ésta, las perdidas por calor pueden ser considerables. Además no existe aislación galvánica entre el sensor y los dispositivos.

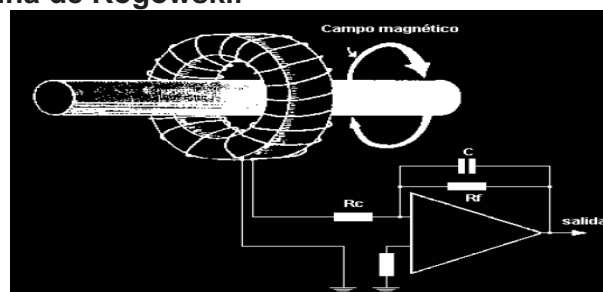
Figura 53. Conexión de resistencia Shunt.



Fuente: Principios de los ohmímetros. Medida de resistencia a cuatro hilos (Método kelvin) [en línea]. [Consultado en enero 30 de 2009]. Disponible en: www.amperis.com

- **Bobina de Rogowski.** Es un inductor con núcleo de aire de tipo toroidal ubicado perpendicularmente alrededor de un conductor con la corriente a medir, y cuyo campo magnético circular atraviesa todas las espiras induciendo una tensión proporcional a la inductancia mutua y la derivada de la corriente primaria.

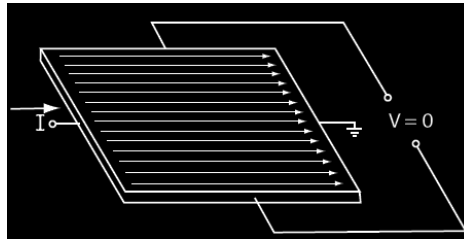
Figura 54. Bobina de Rogowski.



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

- **Sensor de efecto Hall.** Cuando una corriente atraviesa un conductor, se genera un campo magnético, generando un voltaje perpendicular a la dirección del campo y del flujo de corriente. Considere la figura 55 en donde una corriente constante pasa a través de una lamina semiconductora. Con el campo magnético igual a cero, la distribución de corriente es uniforme y no hay potencial diferencial en la salida.

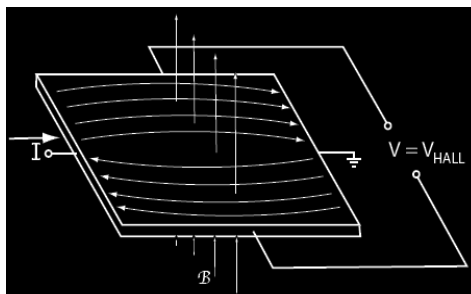
Figura 55. Lámina semiconductora



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

Cuando hay presente un campo magnético perpendicular, como se muestra en la figura 56, el flujo de corriente es distorsionado. La distribución desigual de la densidad de los electrones crea un diferencial de potencial a través de los terminales de salida. Este voltaje es llamado voltaje Hall.

Figura 56. Lámina semiconductora



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

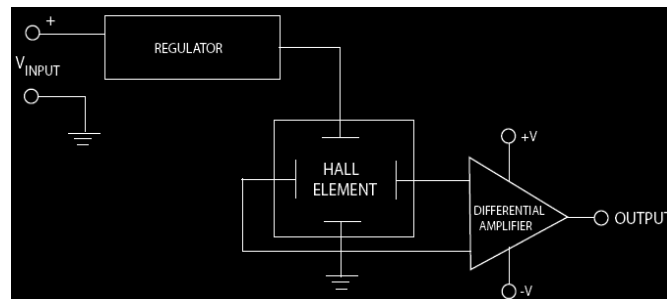
Una ecuación que describe la interacción del campo magnético, la corriente y el voltaje Hall mostrada en la ecuación (5-18).

$$V_H = kIB \sin \phi \quad (5-18)$$

Donde la constante K es función de la geometría del elemento Hall, la temperatura y la tensión ejercida sobre el elemento Hall y $B \sin \phi$ es la componente de campo magnético perpendicular a la placa.

Si la corriente es constante, el voltaje Hall sería directamente proporcional a la energía del campo magnético. El voltaje Hall es una señal pequeña, del orden de los 20 a 30 microVoltios. Una señal de esta magnitud requiere bajo ruido, alta impedancia y una ganancia moderada. La figura 57 muestra un diagrama de bloques de un típico sensor de efecto Hall.

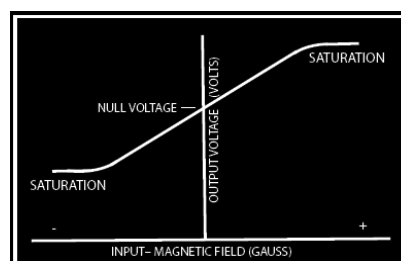
Figura 57. Diagrama de bloque de un típico sensor de efecto Hall



Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

El campo magnético sentido por la placa Hall puede ser o positivo o negativo. Como resultado, la salida del amplificador debe ser manejada como una señal positiva o negativa, de esta manera, requiere alimentación dual. Este concepto es ilustrado en la figura 58.

Figura 58. Alimentación dual



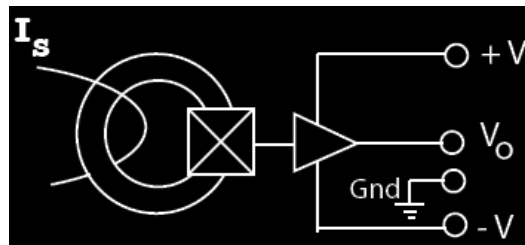
Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

Sensar corriente que exceda el rango del sensor y fuera del rango lineal de operación causa saturación. La saturación se presenta en el amplificador y en el circuito magnético. Corrientes excesivas no deterioran el elemento de sensado Hall.

5.5.1.3 Sensores Open-Loop. Un transductor OPEN LOOP es capaz de medir DC, AC y complejas formas de onda de corriente con aislamiento galvánico. Tiene como ventajas bajo consumo de energía, pequeñas dimensiones y bajo peso. Pérdidas por inserción son virtualmente cero y la sobrecorriente no causa daños al sensor. Las series PRO y AMP de los sensores de corriente de AMPLOC CURRENT SENSORS, son OPEN LOOP y pueden ser alimentados con voltaje simple o dual. El rango de operación está de 5A a 300A.

Un sensor OPEN LOOP es ilustrado esquemáticamente en la figura 59. La corriente del conductor es transportada a través de la apertura produciendo un campo magnético proporcional a la magnitud de la corriente. La concentración del campo magnético es la salida que alimenta un amplificador.

Figura 59. Sensor Open Loop

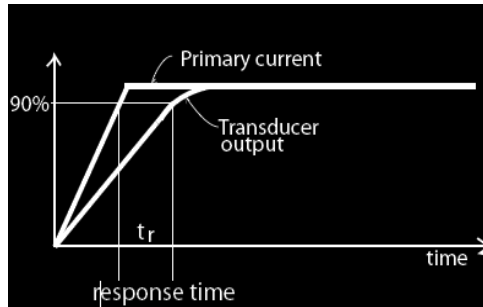


Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

La linealidad del sensor OPEN-LOOP es determinada por las características del **magnetic core** y el generador Hall. El ancho de banda de la frecuencia es limitada por **Eddy current** y las pérdidas por histéresis en el magnetic core. Las pérdidas Eddy current dependen del espesor de la lámina, el pico magnético inducido y la frecuencia. La pérdida por histéresis es proporcional a la frecuencia y al pico magnético inducido. El ancho de banda es determinado por las características del amplificador y la compensación del circuito.

Tiempo de respuesta. El tiempo de respuesta es definido como el retardo entre el instante en el que la corriente sensada alcanza el 90% de su valor final y el instante en el que la salida del sensor alcanza el 90% del valor final, como se muestra en la figura 60.

Figura 60. Tiempo de respuesta

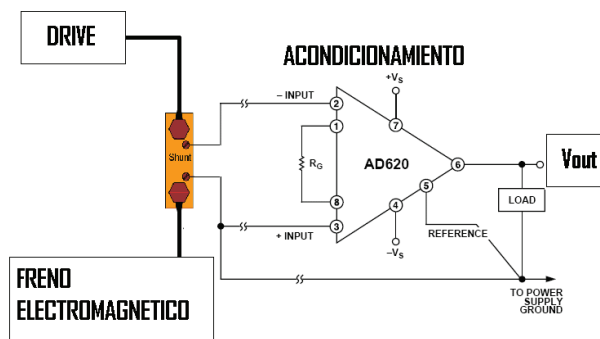


Fuente: Torres, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia [CD ROM]. Trabajo de grado Ingeniero Mecatrónico. Santiago de Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería, 2008. 1 CD-ROM.

5.5.2 Selección Del sensor de corriente. De acuerdo con la teoría sobre sensado de corriente, se llega a la conclusión que la mejor opción por su linealidad y fácil acondicionamiento es un sensor de corriente con resistencia Shunt. Ya que las corrientes que se manejarán en el proyecto son corrientes menores a 1 amperios. Podemos decir que es el diseño más económico para sensar corriente.

La corriente máxima de salida que será sensada por la resistencia Shunt es de 180 mA; ya que el freno electromagnético al ser alimentado con 12 voltios genera un par sobre el eje del motor haciendo que este llegue a su corriente nominal que son 4 Amperios.

Figura 61. Acondicionamiento resistencia Shunt



La resistencia Shunt se coloca entre el drive y el freno electromagnético de esta forma podemos sensar la corriente por el voltaje diferencial que se produce en la resistencia.

El acondicionamiento de la resistencia Shunt se hace con un amplificador diferencial AD620 como se muestra en la figura anterior; el acondicionamiento esta hecho de tal forma que cuando se sensa una corriente de 0-180 mA la salida del operación varia de 0-6 Voltios. De tal forma que el voltaje de salida sea una relación directa de la corriente de entrada

5.5.3 Diseño controlador de corriente. El diseño del sensor de corriente para el freno electromagnético permitirá que la corriente en el freno permanezca constante evitando; permitiendo al freno ejercer el mismo par sobre el eje del motor.

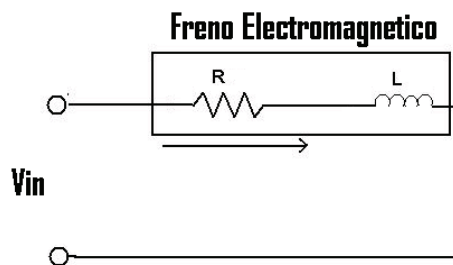
Para que el controlador de corriente funcione correctamente se debe tener en cuenta los siguientes parámetros:

- Un sensor que me proporcione el estado en que se encuentra el sistema
- Un actuador que me modifique el sistema de manera controlada

El controlador tendrá la capacidad de recibir una señal que será el resultado de la resta de dos señales una proveniente de una tarjeta de desarrollo y la otra viene del sensor de corriente; controlarla y tener una referencia de salida para el actuador. Esta señal de referencia de salida no podrá exceder los 6 voltios.

El freno electromagnético se puede ver como un circuito RL en serie como se muestra en la figura 62.

Figura 62. Circuito equivalente al freno electromagnético



En la tabla que se muestra a continuación se puede ver la relación directa que existe entre la corriente y el voltaje del freno electromagnético. Los datos de la tabla 13 fueron los resultados de una prueba a la que se sometió el freno electromagnético al aplicársele distintos voltajes y tomar como medida la corriente que pasa por él.

Tabla 13. Relación de corriente y voltaje en el freno electromagnético

V_F (V)	I_F (mA)
0	0.39
1	16.24
2	31.20
3	46.33
4	62.28
5	77.20
6	93.26
7	108.30
8	124.86
9	139.32
10	153.86
11	168.24
12	188.51

El freno electromagnético se puede representar como un sistema de primer orden al cual se le puede sacar una función de transferencia; como se muestra a continuación.

Partiendo de la ecuación que representa al circuito mostrado en la figura 62

$$V_{(t)} = Ri_{(t)} + L \frac{di}{dt} \quad (5-19)$$

Tenemos que la función de transferencia es:

$$\frac{I_{(s)}}{V_{(s)}} = \frac{1/R}{\left(\frac{L}{R}\right)s + 1} \quad (5-20)$$

Donde los valores de L y R son los valores de inductancia y resistencia internos del freno electromagnético los cuales se pueden medir directamente del freno con un LCR que es un dispositivo electrónico con la capacidad de medir inductancias, capacitancias, resistencia etc. Estos valores tomados con el dispositivo se muestran a continuación.

$$\begin{aligned} L &= 0.19190 \text{ H} \\ R &= 63.2 \text{ ohm} \end{aligned}$$

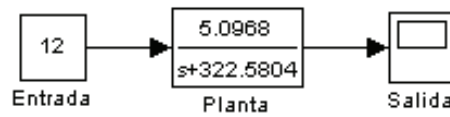
Los valores de R y L fueron tomados con el motor de inducción en marcha y parado y se saco un promedio de los datos tomados.

Con estos valores la función de transferencia de la ecuación (5-20) nos queda de la siguiente forma:

$$\frac{I_{(s)}}{V_{(s)}} = \frac{0.0158}{0.0030s + 1} \quad (5-21)$$

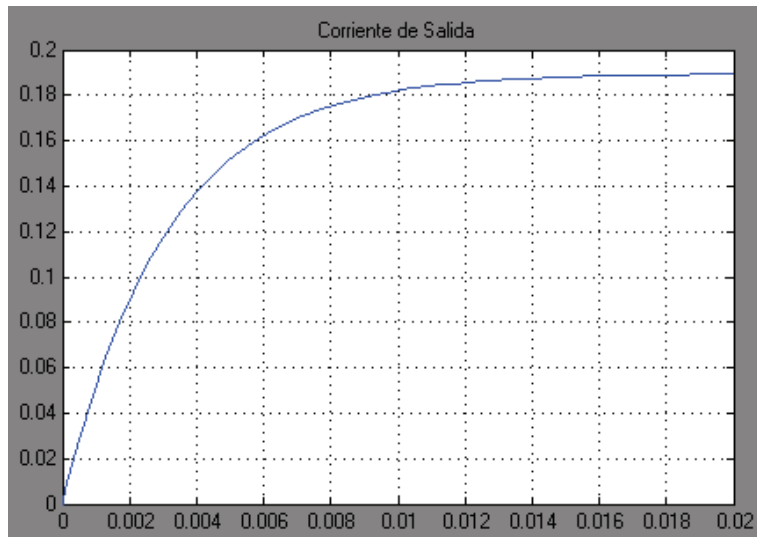
Con la ayuda de MatLab (sección 5.4) podemos observar la respuesta del freno electromagnético como sistema de primer orden. En la figura 63 podemos ver el diagrama de bloques que representa el sistema.

Figura 63. Diagrama de bloques



En la diagrama de bloques anterior la entrada representa el voltaje aplicado al freno y la salida seria la corriente que circula por el. En la figura 64 se muestra la respuesta en el tiempo del sistema

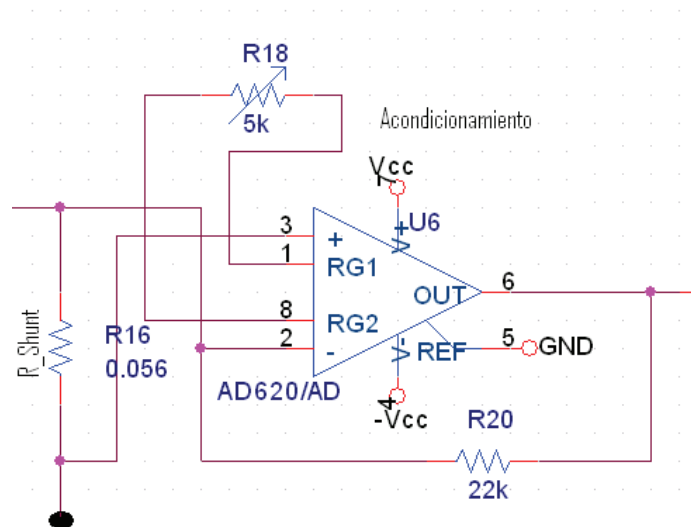
Figura 64. Respuesta en el tiempo



En la figura 64 se muestra la respuesta en el tiempo del sistema se puede ver que ante una entrada de 12 voltios su corriente se eleva hasta los 0.188 mA haciendo referencia a la tabla 13; la función de transferencia de la ecuación (5-12) representa el sistema.

Haciendo uso del software **PSpice** se puede simular el funcionamiento del acondicionamiento en la figura 68 se muestra la configuración de este proceso en dicho programa.

Figura 65. Simulación en PSpice del sensor de corriente



▪ **Controlador PI.** Un control automático compara el valor efectivo de la salida de una planta con el valor deseado, determina la desviación o error y produce una señal de control que reduce el error a cero o a un valor pequeño. La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de acción de control.

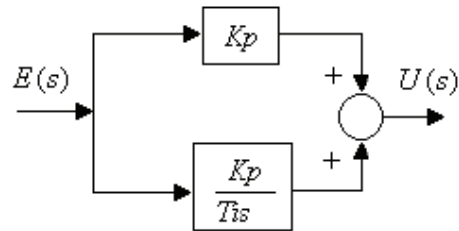
Este control esta compuesto por una acción integradora y una proporcional. La acción proporcional es la que produce una señal de control proporcional a la desviación de la salida del proceso respecto al punto de consigna. Y la acción integral es la que produce una señal de control proporcional al tiempo que la salida del proceso ha sido diferente del punto de consigna

El controlador de corriente PI que se diseña no podrá exceder el tiempo de estabilización de la planta en su defecto que permanezca igual; los parámetros de diseño se muestran a continuación:

T_s : 400 mS
 K_P : 1.9620
 T_d : 0
 T_i : 1.9620/0.0031

Teniendo en cuenta que si $T_d=0$ no hay factor derivativo; y si $T_i=\infty$ no hay factor integral.

Figura 66. Combinación de las acciones de control

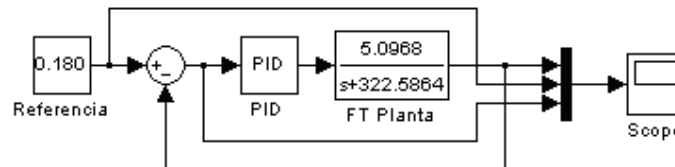


Esta combinación causa en el sistema los siguientes efectos:

- El orden del sistema controlado se incrementa.
- Se introduce un polo en el origen y un cero de lazo abierto en $s = -1/Ti$.
- El error en estado estacionario (para entrada tipo escalón), se elimina.
- El tiempo integral (Ti) regula la acción de control integral, mientras una modificación de kp afecta tanto a la parte proporcional como a la integral.
- Si kp se aumenta, la respuesta se hace más rápida y más oscilatoria. Valores grandes de kp pueden llevar el sistema a la inestabilidad.
- Si Ti disminuye (con kp constante), la respuesta es más rápida pero también más oscilatoria

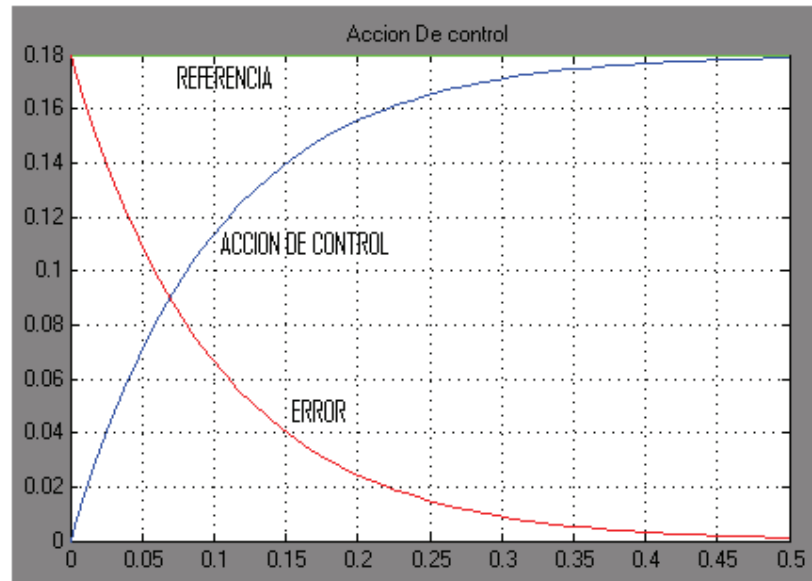
En el diagrama de bloques que se muestra en la figura 66. Esta conformado por la referencia (corriente deseada), un restador donde se resta la referencia con la señal sensada el controlador PI que me ejerce la acción de control, y por ultimo la planta que me recibe la acción de control.

Figura 67. Diagrama de bloques completo del controlador



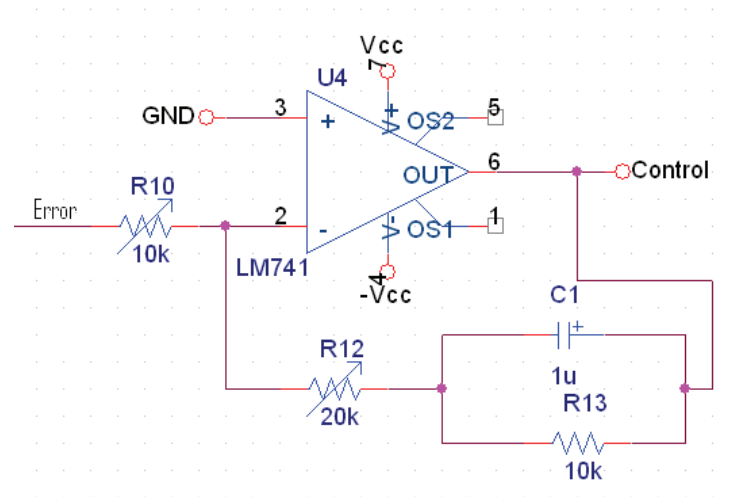
En la figura 67 se muestran 3 señales donde están la referencia, el error y la acción de control, en la figura se puede observar que a medida que la acción de control trata de seguir la referencia el error se hace cada vez mas pequeño hasta llegar prácticamente a cero.

Figura 68. Respuesta en el tiempo del sistema



Haciendo uso del software **PSpice** se puede simular el funcionamiento controlador de corriente, en la figura 69 se muestra la configuración de este proceso en dicho programa.

Figura 69. Simulación del controlador de corriente en PSpice



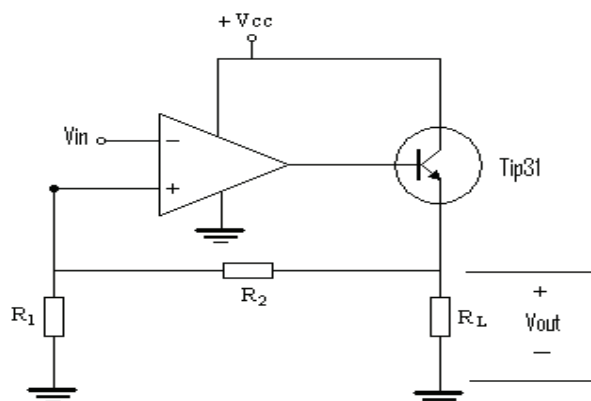
Los valores de las resistencias del controlador de corriente son sacados de dicho controlador elaborado en MatLab.

5.6 DRIVE PARA FRENO ELECTROMAGNÉTICO

La corriente de salida en cortocircuito típica de un amplificador operacional es de 25 mA o menos. Una forma de obtener más corriente de salida consiste en usar un amplificador operacional de potencia como el LM675 o LM12. Estos amplificadores operacionales tienen corrientes de salida en corto circuito de 3 y 10 Amperios. Otra manera de tener más corriente de salida en cortocircuito es con un *amplificador de corriente*, un transistor de potencia u otro dispositivo que tiene una ganancia de corriente y una limitación superior de corriente mayor que la del amplificador operacional.

El drive que se debe diseñar para el freno electromagnético debe tener la capacidad de inyectarle la suficiente corriente a este para que ejerza el par seleccionado para el freno. Este drive es activado por el controlador, el drive se acondiciona de tal forma que su máxima entrada sea de 6 voltios ya que tiene una ganancia de 2 obtengo 12 voltios a la salida del drive.

Figura 70. Circuito del drive del freno electromagnético



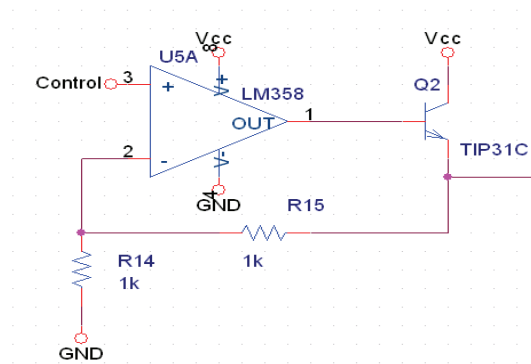
Fuente: Malvino, Albert Paul. Principios de Electrónica. Circuitos lineales con amplificadores operacionales. Amplificador de corriente. Bogotá D.C. McGraw-Hill, 1990. 786 p.

La figura 69 muestra una forma de incrementar la máxima corriente por la carga. La salida de un amplificador operacional excita a un seguidor de emisor. La ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (5-22)$$

Haciendo uso del software **PSpice** se puede simular el funcionamiento del drive para el freno electromagnético en la figura 70 se muestra la configuración de este proceso en dicho programa.

Figura 71. Simulación del drive para el freno en PSpice



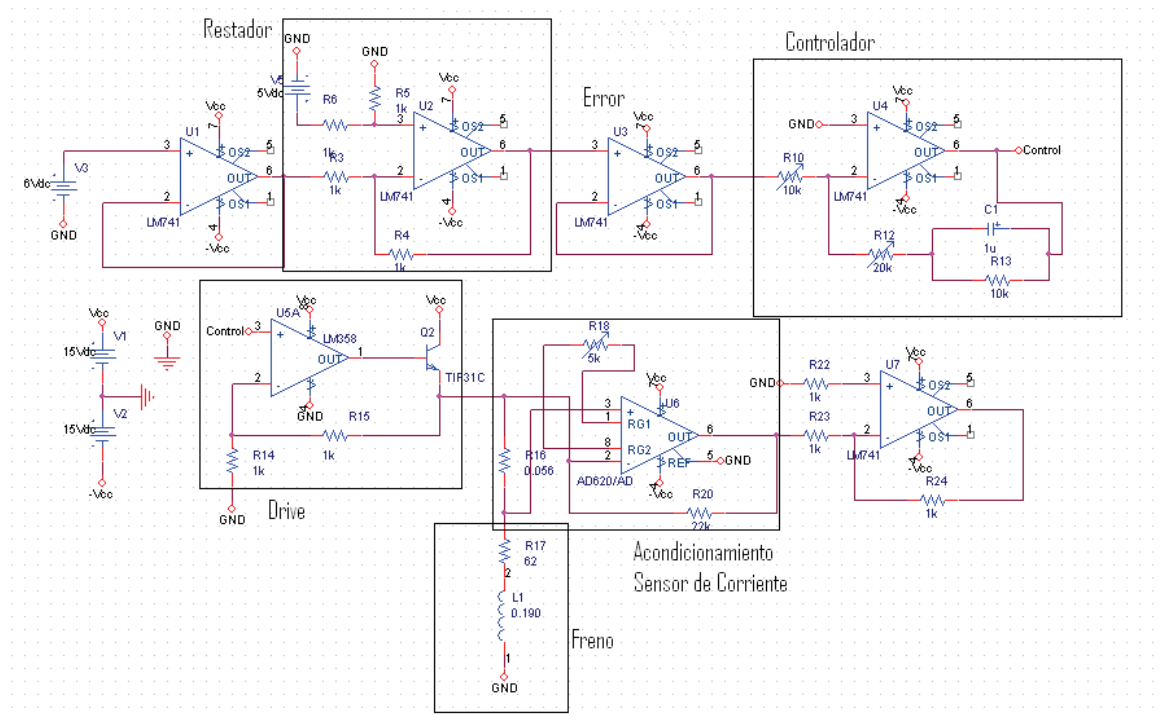
Haciendo referencia a la figura 70, donde se recibe una señal de control proveniente del controlador; esta señal es la que me activa el drive para el freno electromagnético; con la configuración que se muestra en la figura anterior podemos asegurar que la corriente en el freno se mantenga constante dependiendo de la señal de control.

Retomando el capítulo 5.5 hasta este punto tenemos lo que podría ser el corazón del proyecto en la parte de hardware lo que se compone de:

- Drive para el freno electromagnético
- Sensor de Corriente (con acondicionamiento)
- Controlador de corriente

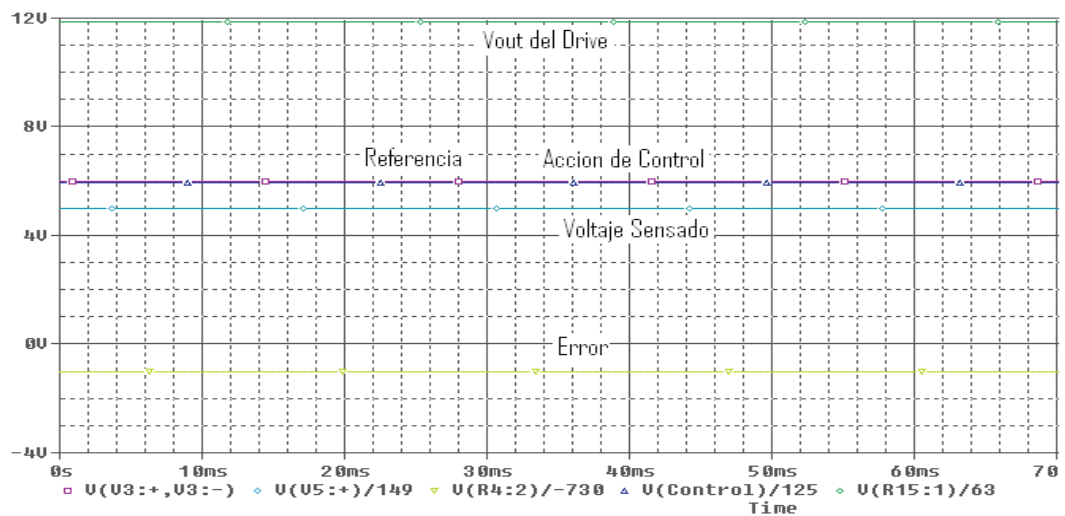
Haciendo referencia a la figura 52 donde se tiene el diagrama de bloques del sistema completo podemos ver cada una de la parte que compone el sistema una vez mas utilizando el software PSpice se hizo la simulación que se muestra en la figura 72.

Figura 72. Simulación del sistema completo



Este esquema general tiene como entrada la referencia del par que se desea aplicar en el freno electromagnético; esta referencia de par sale por la tarjeta de adquisición de datos **dSPACE** de la cual se hablara en un numeral posterior.

Figura 73. Comportamiento de las señales



En la figura 73; se muestra el comportamiento de las señales dentro del diagrama de bloques el **voltaje sensado** hace referencia a la corriente sensada por la resistencia Shunt este después de ser acondicionada. Como podemos ver en la grafica la referencia y la acción de control están sobre la misma trayectoria y el voltaje de salida del drive que se dirige al freno electromagnético tiene un valor doble al de la referencia como se hablaba en el capítulo 5.6

5.7 SISTEMA DSPACE

El kit dSPACE 1104 es un entorno de prototipado rápido para Investigación y Desarrollo de controladores de tiempo real. Este sistema utiliza Simulink como herramienta de diseño e interfaz humana con el exterior, mediante una sinergia estratégica de Matlab Real-Time Workshop (RTW) y un software propio del kit, para el desarrollo de sistemas de tiempo real denominado dSPACE Real-Time Interface (RTI) [dSPACE]. El modelo en Simulink es traducido a lenguaje C y descargado sobre la tarjeta dSPACE 1104 para ser ejecutado en tiempo real.

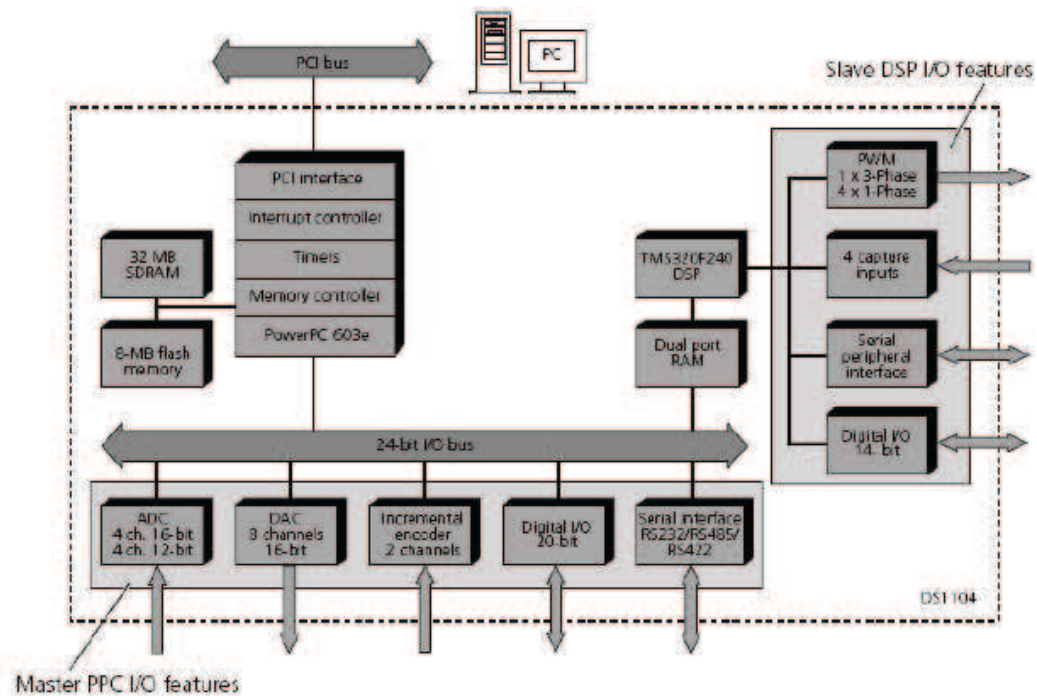
Este proceso de traducción de un entorno grafico amigable, de programación de alto nivel, mediante diagramas de bloques como lo es Simulink, a un lenguaje eficiente de bajo nivel como lo es C, potencia el tiempo dedicado por el usuario del sistema (investigador u estudiante), permitiendo la implementación de controladores de una manera practica, precisa y efectiva.

El kit dSPACE 1104 se puede dividir en dos partes que, sin embargo, funcionan como una sola herramienta: La Tarjeta Controladora DS1104 y el software que es instalado sobre Matlab, además de un programa para el diseño de interfaces gráficas de usuario (GUI) denominado ControlDesk [dSPACE].

5.7.1 Tarjeta Controladora DS1104. La tarjeta controladora DS1104 para investigación y desarrollo es una tarjeta estándar que puede ser colocada en una ranura tipo PCI de un PC. El hardware de tiempo real esta basado sobre el microprocesador PowerPC 603e (Master PPC), y para propósitos avanzados de entrada – salida cuenta con DSP esclavo (Slave DSP) basado en DSP TMS320F240 [dSPACE].

En la figura 69 se presenta una visión global de la arquitectura y las unidades funcionales de la tarjeta DS1104.

Figura 74. Diagrama de Bloques de la arquitectura de la tarjeta DS1104.



Fuente: Sandoval, Alfredo (2006). Desarrollo de un Emulador de Cargas Mecánicas para el Banco de pruebas de motores de inducción. Trabajo de Grado, Reporte Interno Universidad del Valle.

5.7.1.1 Procesador PowerPC Maestro (Master PPC) . La unidad principal de procesamiento MPC8240, además del microprocesador PowerPC 603e sobre el cual corren los algoritmos de control a una velocidad de reloj de 250MHz, y que posee 16KByte de cache primario, contiene conversores análogos – digitales, digitales – análogos, entradas – salidas digitales, interfaces para comunicación serial y canales para encoders tipo incremental

▪ **Unidad de Conversión Análogo – Digital (ADC).** El master PPC posee 2 tipos diferentes de ADC:

Un convertidor A/D (ACD1) multiplexado para 4 canales (ADCH1...ADCH4), lo cual significa que se selecciona 1 de 4 señales de entrada. Este convertidor presenta las siguientes características de hardware:

- 16 bits de resolución.
- Rango de voltaje de entrada $\pm 10V$.
- Error de offset $\pm 5mV$.
- Error de ganancia $\pm 0.25\%$.
- Relación señal – ruido SNR > 80dB.

Cuatro convertidores paralelos A/D (ADC2...ADC5), con un canal por cada uno (ADCH5...ADCH8). Este tipo de convertidores presentan las siguientes características de hardware:

- 12 bits de resolución.
- Rango de voltaje de entrada $\pm 10V$.
- Error de offset $\pm 5mV$.
- Error de ganancia $\pm 0.5\%$.
- Relación señal – ruido SNR > 70dB.

▪ **Unidad de Conversión Digital – Análogo (DAC).** El master PPC posee 8 DAC paralelos (DACH1...DACH8), que presentan las siguientes características:

- 16 bits de resolución.
- Rango de voltaje de entrada $\pm 10V$.
- Error de offset $\pm 1mV$.
- Error de ganancia $\pm 0.1\%$.
- Relación señal – ruido SNR > 80dB.
- Modo Transparente: La señal es inmediatamente colocada en el puerto.
- Modo Latch: La señal convertida es colocada en el puerto después de una señal de habilitación.

▪ **Unidad de Entrada – Salida Digital.** El master PPC posee 20 bits de entrada – salida digital, donde el sentido de flujo de cada uno de los bits puede ser seleccionado de forma individual, al hacer doble clic en alguno de los dos bloques que posee la tarjeta para los bits entrantes (DS1104BIT_IN_CO – Figura 70(a)) ó salientes (DS1104BIT_OUT_CO – Figura 70(b)), posee rango de voltajes TTL y una corriente máxima de salida de $\pm 5mA$.

Figura 75. Bloques I/O digitales (master PPC)

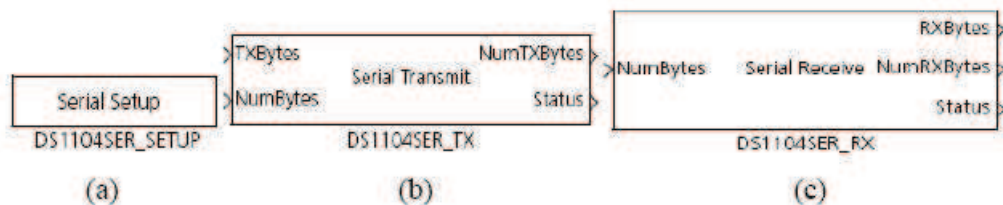


Fuente: Sandoval, Alfredo (2006). Desarrollo de un Emulador de Cargas Mecánicas para el Banco de pruebas de motores de inducción. Trabajo de Grado, Reporte Interno Universidad del Valle.

- **Interfaz Serial.** El Kit DS1104 soporta una gran gama de estándares de comunicación que incluyen el protocolo CAN y diferentes tipos de modos de transmisión serial como: RS232, RS422 y RS485. La configuración del modulo de comunicación serial debe realizarse a través del bloque DS1104SER_SETUP que se presenta en la figura 71(a), especificando el tipo de modo de transmisión, de paridad y la rata de baudios.

El bloque DS1104SER_TX, permite la transmisión de una cadena de caracteres, al especificar el número de bytes (el cual puede ser fijo o variable) a transmitir en el campo de entrada NumBytes y por supuesto el mensaje en el campo TXBytes. El puerto NumTXBytes entrega información de la cantidad de bytes escrita en buffer, lo cual se utiliza comúnmente para verificar que todos los bytes fueron transmitidos. El bloque DS1104SER_RX tiene como propósito leer los bytes desde la interfaz serial, esto se logra al especificar el numero de bytes a recibir sea este fijo o variable. El puerto RXBytes entrega la cadena de caracteres recibida mediante la interfaz serial y el campo NumRXBytes el numero de bytes recibidos.

Figura 76. Bloques básicos para comunicaron serial

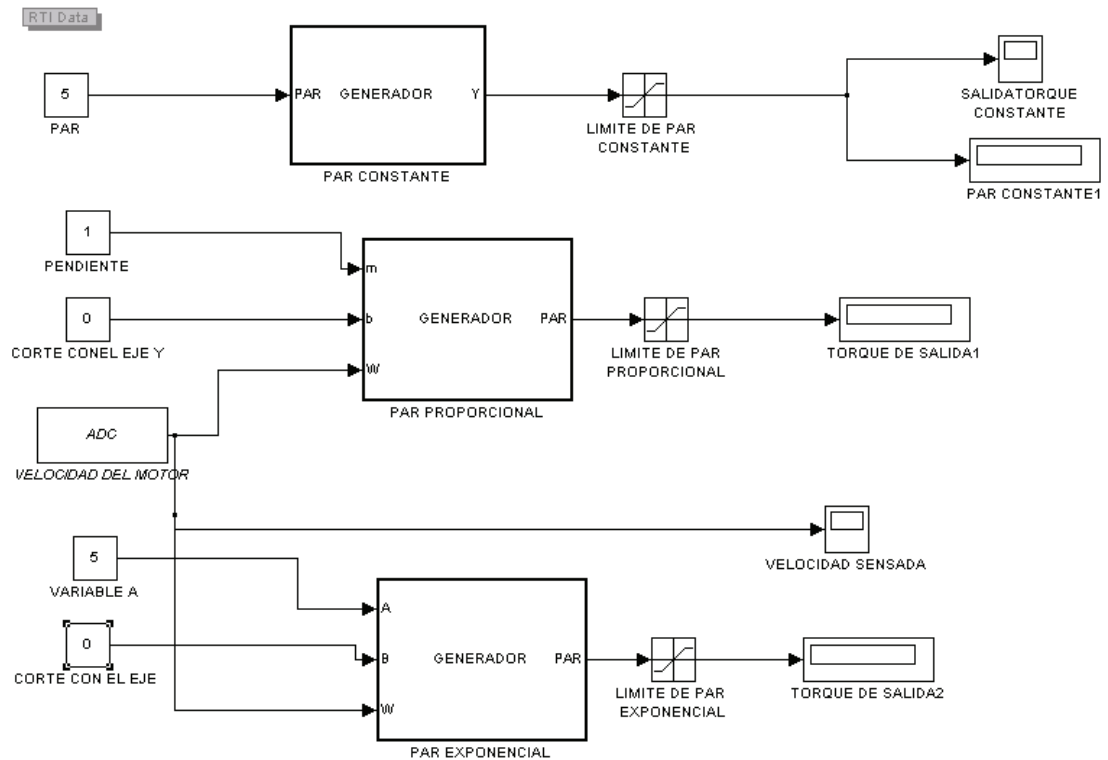


Fuente: Sandoval, Alfredo (2006). Desarrollo de un Emulador de Cargas Mecánicas para el Banco de pruebas de motores de inducción. Trabajo de Grado, Reporte Interno Universidad del Valle.

5.8 IMPLEMENTACIÓN EN TARJETA DSPACE

La emulación de carga para el motor se hace mediante ecuaciones diseñadas en MatLab como se muestra en la figura 77; estos bloques de emulación de carga reciben ciertos parámetros que hacen que la curva que se seleccione tenga distintos valores para la característica par/velocidad que será aplicada al motor. El bloque de emulación tiene como una de sus entradas la velocidad del motor (RPM) ya que dependiendo de la velocidad del motor se sabe que par se le aplicara a este.

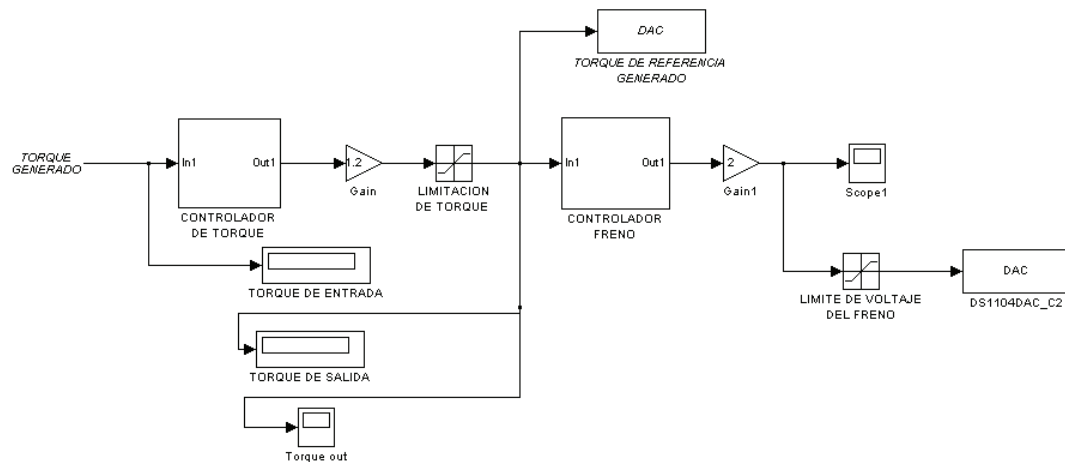
Figura 77. Diagrama de bloques del emulador de carga



En la figura anterior se muestra los 3 bloques **generador** donde como su nombre lo indica genera las características par/velocidad de las cuales se hablo anteriormente. El bloque que me genera el par constante no necesita realimentación de velocidad ya que el par generado por este bloque seria el mismo a cualquier velocidad a la que gire el motor. Los otro dos bloques el que me genera el par proporcional y exponencial poseen entradas adicionales que me cambian la curva como tal; por ejemplo en el bloque del par proporcional se puede cambiar tanto la inclinación de la curva como su corte con el eje “Y” que vendría siendo el torque de arranque que se le aplicaría al motor.

Una vez la referencia de par es generado este pasa por un control de torque que se muestra en la figura 78.

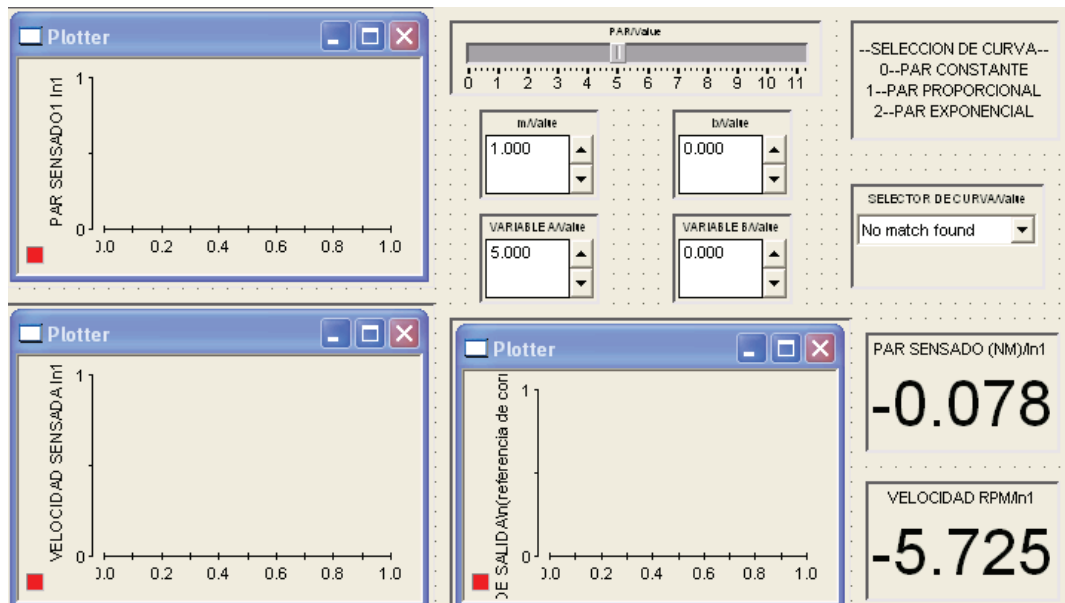
Figura 78. Controlador de par



Una vez la referencia de torque (par) pasa por el controlador se dirige por medio de la tarjeta, a una plaqueta la cual tiene como referencia el torque generado, lo cual a su vez hace que actual sobre el freno electromagnético en forma de carga mecánica sobre el eje del motor.

Refiriéndonos al **ANEXO C** donde se explica la tarjeta DS1104 y como crear la interfaz a partir de un proyecto en simulink tenemos que la interfaz del proyecto desarrollado en MatLab queda de la siguiente forma (figura 79).

Figura 79. Interfaz grafica en ControlDesk



6. CONCLUSIONES

- Se logro comprender el funcionamiento de los motores de inducción trifásicos; ya que se hizo una investigación en cuanto a su principio de funcionamiento, características y modos de operación. El estudio y la caracterización del MI dio los criterios apropiados para su posterior parametrización, haciendo que los resultados obtenidos, en cuanto a su curva característica par/velocidad, sea lo más parecida a la propuesta por la clasificación NEMA (National Electrical Manufacturers Association) en cuanto al diseño de los rotores.
- Debido a que el proyecto esta compuesto de dos partes, una de hardware y otra de software, unos de los problemas más frecuentes que se tiene es el del acople de las diferentes etapas que lo componen. Para esto es necesario realizar varios ajustes en las conexiones de las mismas de manera física. La conexión de amplificadores operacionales como seguidores (Im741) minimiza el problema de acople de impedancias que existe tanto entre plaquetas como en el mismo circuito; el adiconamiento de capacitores de baja capacitancia en las alimentaciones disminuye los ruidos que se inducen por el cableado de alimentación. Los pines de los amplificadores operacionales no utilizados es recomendable conectarlos a tierra del circuito ya que estos promueven la inducción de ruidos en el mismo.
- El control escalar U/f, aparte de ser unos de los controladores más utilizado a nivel industrial debido a su fácil y rápida implementación, permite minimizar el consumo de energía para los MI que accionan cargas (bombas, ventiladores, etc.) obteniendo así un mejor rendimiento del motor de inducción y prolongando su vida útil. Para el desarrollo del trabajo, se utilizó un variador comercial el cual posee varios lazos de control programados para MI, se seleccionó el lazo de control U/F y se realizo una parametrización del mismo para la prueba del emulador de carga, donde el objetivo fue proporcionar una herramienta de emulación, más que comparar desempeño de controladores del MI.
- Con el emulador de carga se ha desarrollado una aplicación para evaluar y probar el comportamiento de los motores de inducción trifásicos de baja potencia; que tiene la ventaja de ser sencillo de aplicar y económico, siendo un método aplicable a motores de potencia mayores al trabajado en este proyecto y que permite hacer de manera rápida y sencilla cualquier análisis de repuesta-acción con la precisión requerida para este tipo de estudio. El emulador de carga desarrollado permite emular características de par proporcional, constante y exponencial, donde cada uno de los patrones generados se configuran según las necesidades de la emulación.

7. RECOMENDACIONES Y COMENTARIOS

El óptimo funcionamiento del emulador de cargas dependerá exclusivamente del uso se le provea al sistema como tal; por eso se diseñaron las siguientes recomendaciones:

- La alimentación de las plaquetas (hardware) son de ± 15 voltios al no exceder este voltaje de alimentación las plaquetas trabajaran en su punto de operación; cada plaqueta esta diseñada con borneras (anexo B) para mayor facilidad de conexión.
- Se podría implementar el controlador de corriente y el drive para freno electromagnético en la tarjeta dSPACE para tener una implementación netamente digital y la modificación de sus parámetros de diseño seria más fácil; de esta forma nos independizaríamos del variador de velocidad.
- El sistema esta diseñado de tal manera que se podría implementar distintos controladores de velocidad para probar el emulador de cargas y ver el comportamiento del motor de inducción. Ya que la variación y el control de velocidad es independiente al sistema de emulación.
- Las cargas que se emularían podrían variar dependiendo de la aplicación que se pretenda realizar o de la característica par/velocidad de la carga que se pretenda emular; por ejemplo las cargas que son pulsantes en el tiempo, cargas sin ningún patrón matemático a seguir.
- Los sistemas CAD (Diseño Asistido por Computador) son las herramientas más usadas por los ingenieros en la actualidad, ya que este permite diseñar y estudiar el comportamiento de los sistemas antes de ser pasados a la realidad; estos sistemas promueven la eficiencia y calidad en los diseños.

BIBLIOGRAFÍA

CHAPMAN, Stephen J. Maquinas Eléctricas. Bogota: McGraw-Hill, 1990. 740 p.

Control de velocidad de los motores de inducción [en línea]. Mexico: Universidad de las americas puebla, 2003 [Consultado en febrero 12 de 2009]. Disponible en internet: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lep/salvatori_a_m/capitulo3.pdf

DELGADO, Alejandro forero. Control no-lineal en tiempo real para el servo-motor DC ms150. Santiago de Cali: Universidad del Valle, 2005. 95 p.

FITZGERALD, A. E. Maquinas Eléctricas. 2 ed. México: McGraw-Hill, 1992. 812 p.

Lab-volt The World Leader in Technical Training [en línea]. Laboratorios [Consultado en septiembre 20 de 2008]. Disponible en: <http://www.lab-volt.com/>

MARTINEZ, M. John Jairo. Control óptimo U/F para motores de inducción [en línea]. Universidad del valle. Disponible en: <http://objetos.univalle.edu.co/files/Controloptimoparamotoresdeinducccion.pdf>

Lucas-nuelle Productos [en línea]. Sistemas de formación. Maquinas eléctricas [consultado en agosto 25 de 2008]. Disponible en: http://www.lucas-nuelle.de/893/Productos/Sistemas_de_formación/Máquinas_elec,_electrónica_de_potencia_y_tec_de_accionamientos/Elektrische_Maschinen/

RASHID, Muhammad H, Power Electronics Handbook. San Diego: Academic Press, 2001. 762 p.

SANDOVAL, Alfredo (2006). Desarrollo de un Emulador de Cargas Mecánicas para el Banco de pruebas de motores de inducción. Trabajo de Grado, Reporte Interno Universidad del Valle.

SEN, Paresh Chandra. Principles Electric Machines and Power Electronics. 2^a edition. New York: John Wiley, 1997. 865 p.

Teorema de Ferraris [en línea]. Maquinas Eléctricas. [consultado en agosto 11 de 2008]. Disponible en: [http://www.tuveras.com/maquinasca/maquinasca.htm\(teorema_de_Ferraris\)](http://www.tuveras.com/maquinasca/maquinasca.htm(teorema_de_Ferraris))

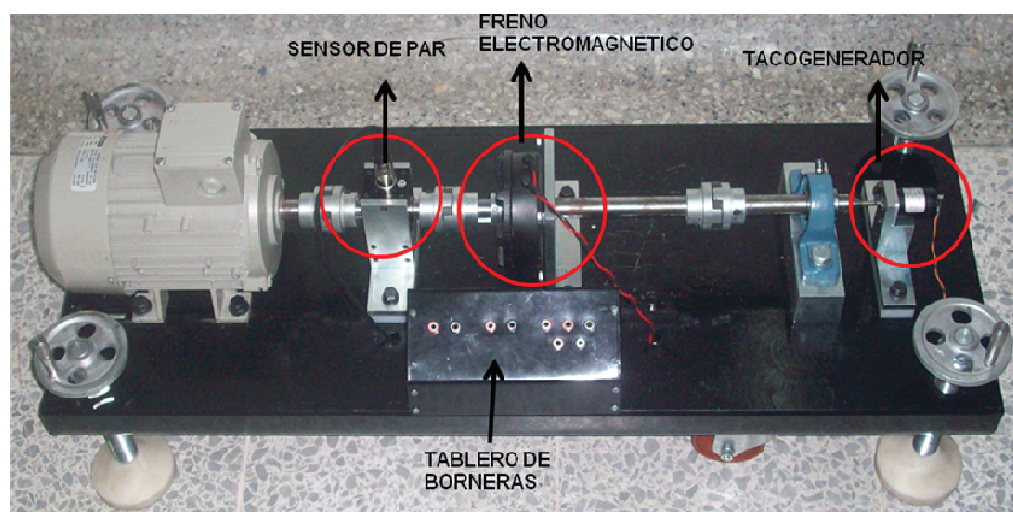
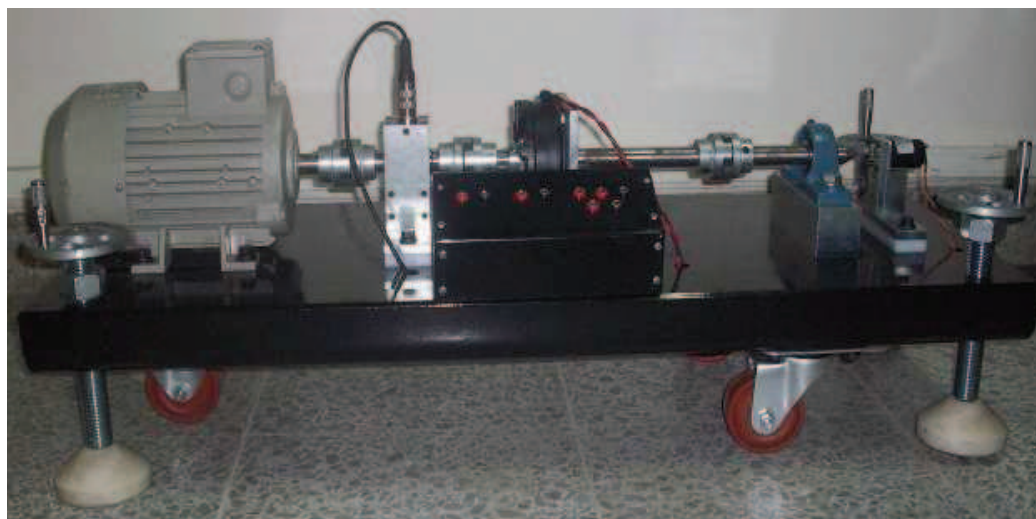
TORRES, Edwin Vladimir. Banco de pruebas y control para motores de inducción de pequeña potencia. Universidad autónoma de occidente, 2008.

Wikipedia la enciclopedia libre [en línea]: España. Motores DC/Electric Motors. [Consultado en enero 30 de 2009]. Disponible en <http://www.wikipedia.org>.

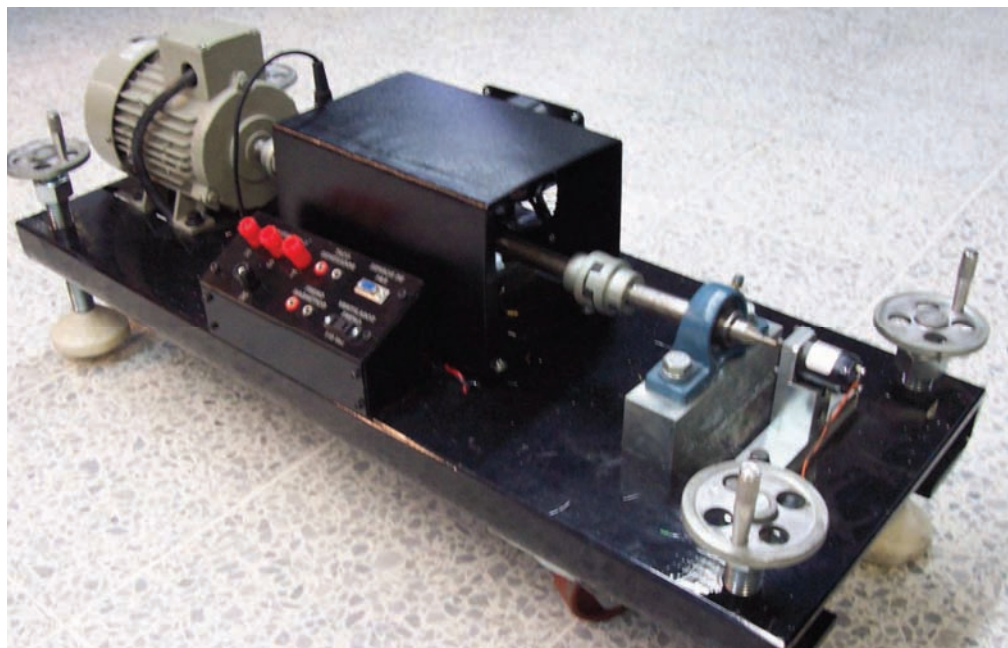
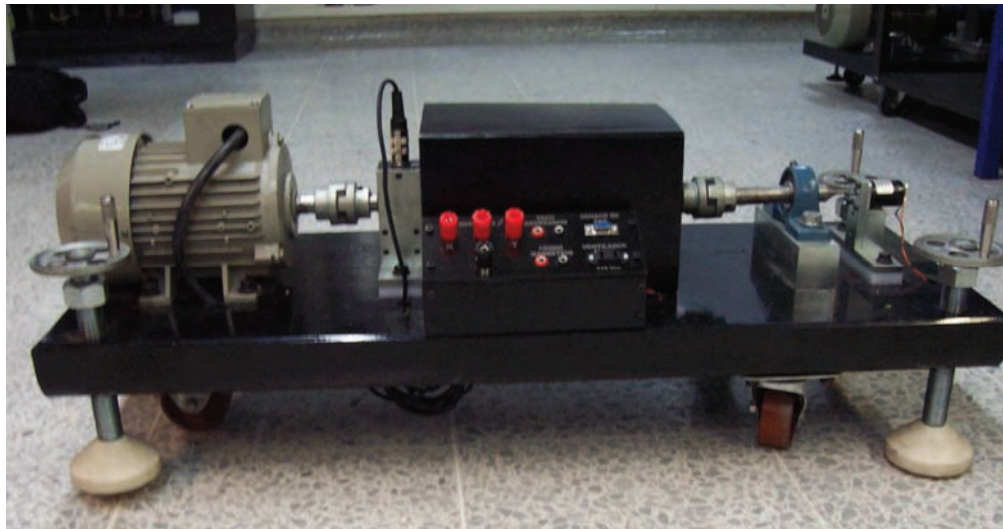
ANEXOS

Anexo A. Foto banco de pruebas

Antes



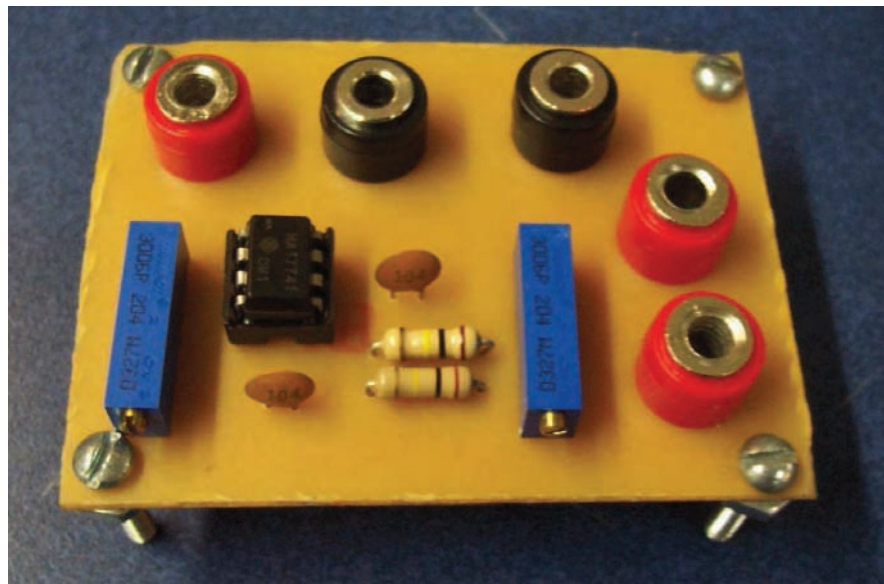
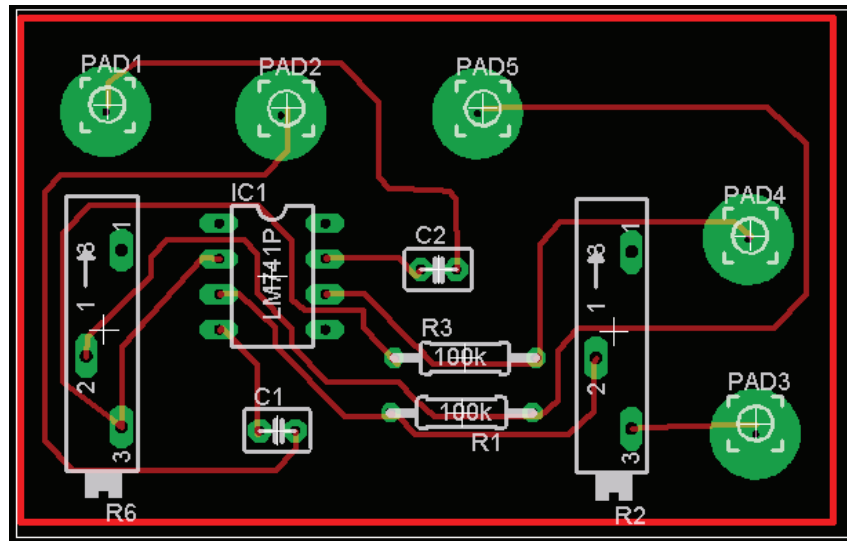
Después



Anexo B. Fotos plaquetas

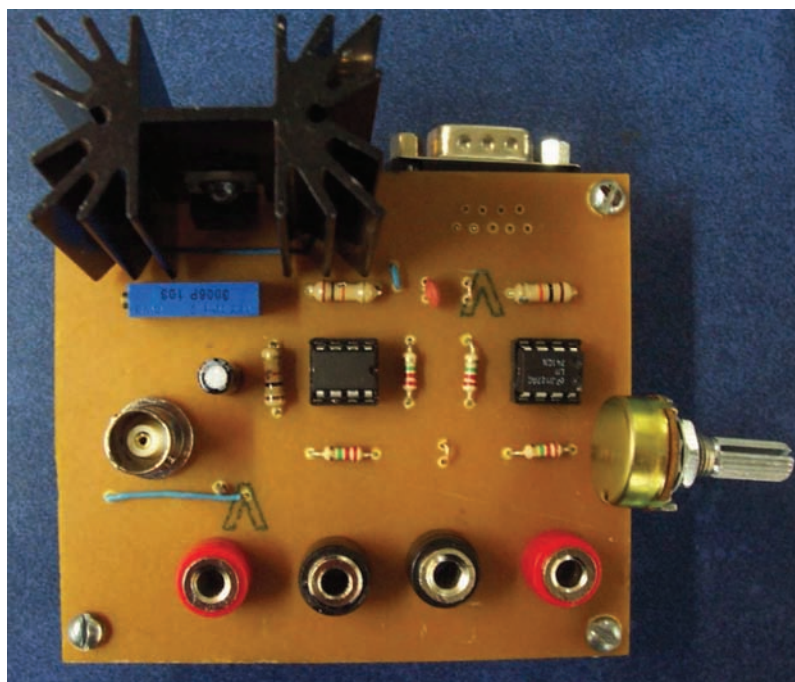
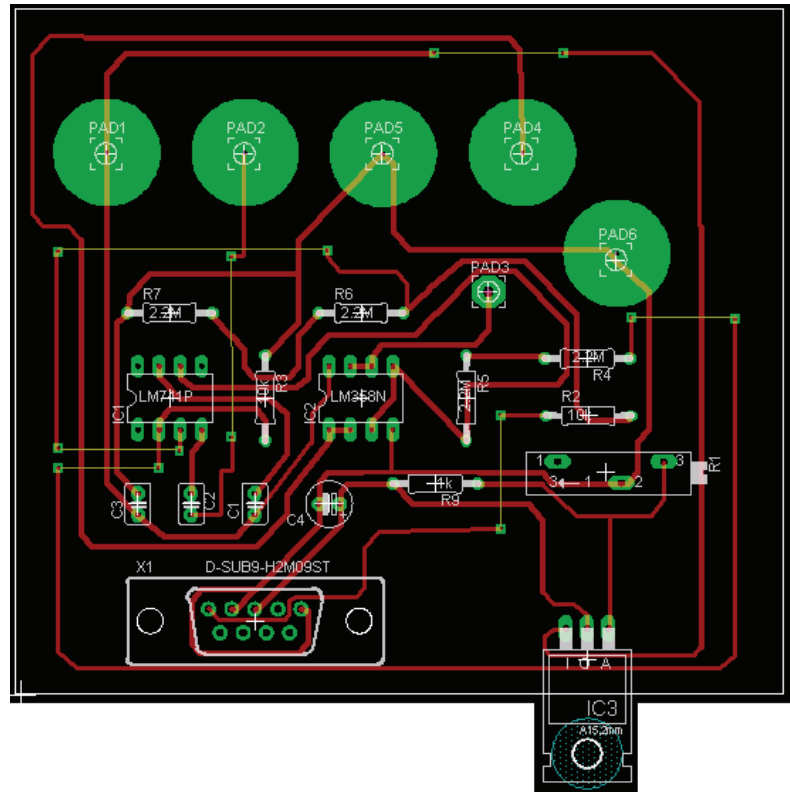
Tacogenerador

Diseño en EAGLE



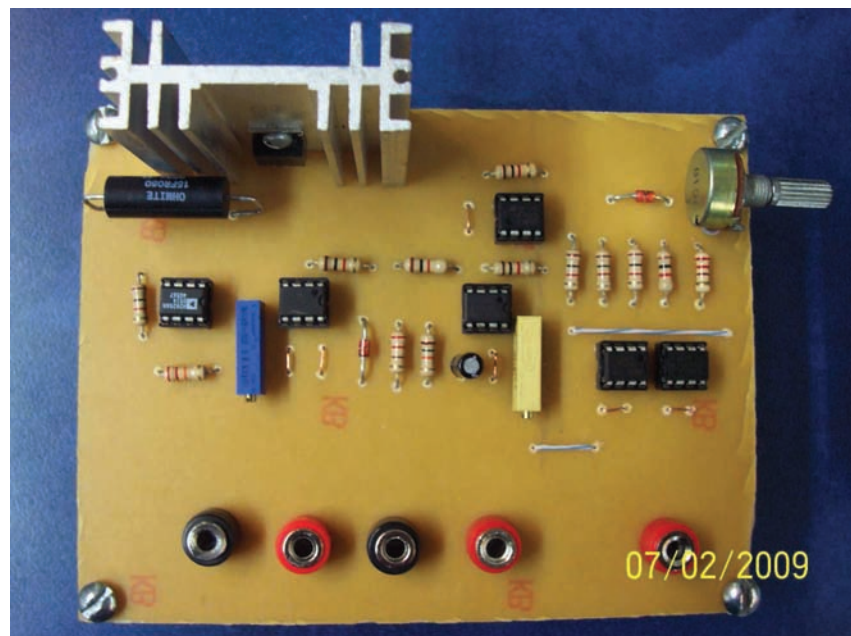
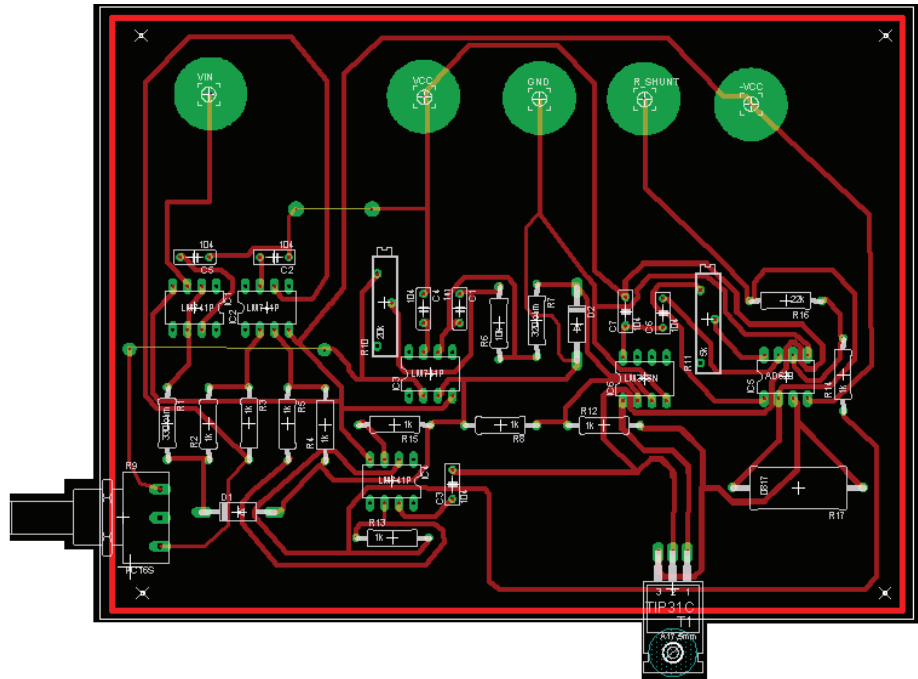
Sensor de Par

Diseño en EAGLE



Controlador de corriente

Diseño en EAGLE



ANEXO C. Tarjeta DS1104

Este anexo hace parte de un trabajo de grado de la universidad del valle. Ver bibliografía 4.

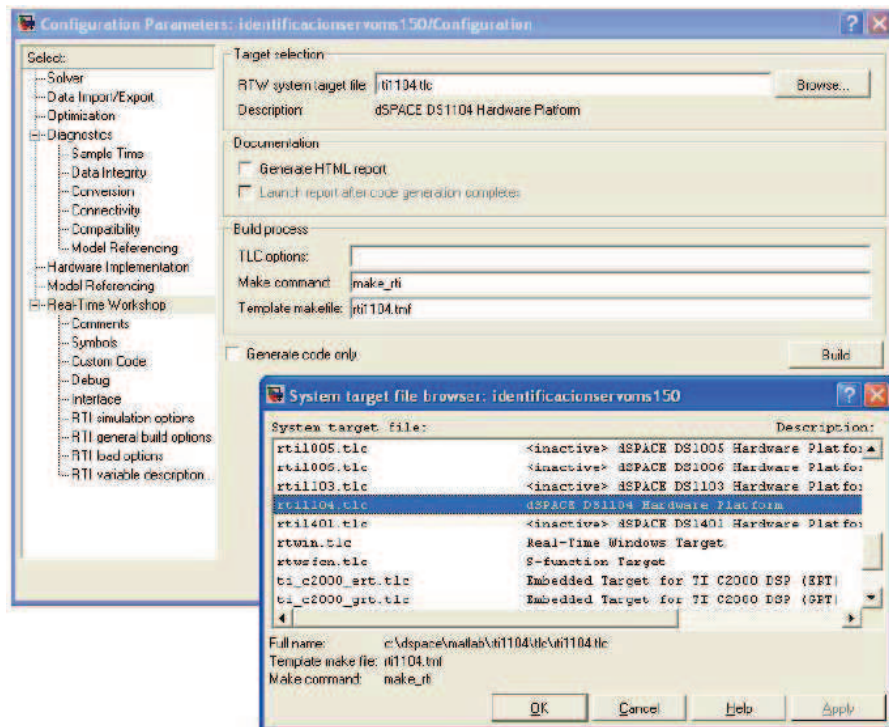
1.1 Compilación, descarga y ejecución de tarjeta DS1104

Una vez implementado el sistema en simulink, es necesario configurar el *RTW*, para que funcione en conjunto al *RTI*. Para configurar el sistema en la barra de menú del modelo se debe realizar click sobre:

Simulation → Configuration Parameters...

También se puede acceder mediante **Ctrl.+E**, desplegándose la ventana de configuración de parámetros de simulación de *Simulink*. Una vez allí, se debe seleccionar la plataforma hardware, con la cual se compilara el modelo, en este caso la *dSPACE DS1104 Hardware Platform*, esto se logra dando clic sobre la etiqueta *Real-Time Workshop* y luego en el botón *Browse*, como se muestra en la figura 1.1. Se debe asegurar que en el campo *RTW system target file* en la ventana de configuración de parámetros aparezca el archivo: *rti1104.tlc*, mientras en el campo *Template makefile* aparezca el archivo: *rti1104.tmf*. El sistema por defecto descarga automáticamente el modelo a la tarjeta, si se desea evitar esto, se debe ir al campo *RTI simulation option* en el árbol de exploración y desactivar el campo *Load application after Build*.

Figura 1.1 Configuración de parámetros de simulación

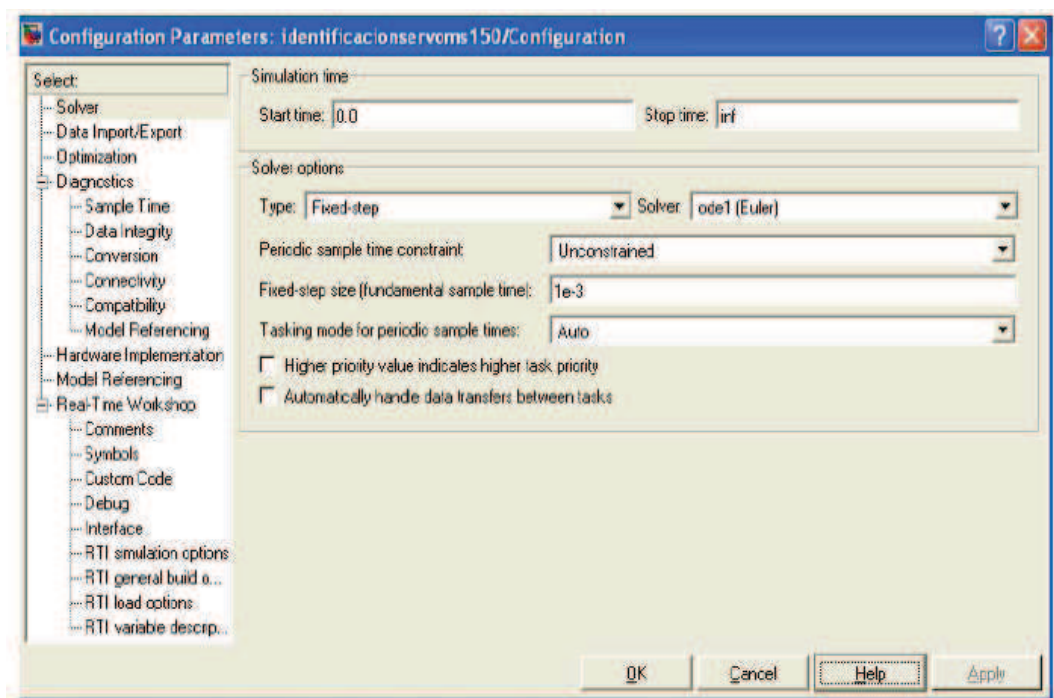


Después se debe seleccionar alguno de los métodos numéricos que provee Matlab, con el cual el microprocesador *PowerPC 603* resolverá las ecuaciones en diferencia creadas por el sistema DS1104 en base al modelo realizado en simulink. El tipo de paso en el cálculo de la solución debe ser **fixed-step**:

Solver → Type → Fixed-step

El tiempo de simulación puede ser infinito, para lo cual se debe establecer un tiempo de inicio (*Star time*) dado en segundos y un tiempo de finalización (*Stop time*) de *inf*, o puede ser finito, para lo cual se determina un tiempo de ejecución establecido por el usuario.

Figura 1.2 Configuración del *Real time Workshops*



Una vez determinado el tipo de solución y el tiempo de muestreo se debe desactivar los campos *Block reduction optimization* y *signal storage reuse*, funciones que no son compatibles con el sistema dSPACE, ubicadas en el campo *optimization* del árbol de exploración que se muestra en la figura 1.2. Es importante recordar que este procedimiento se debe realizarse **cada vez** que se implemente un modelo en simulink y se desee descargar sobre la tarjeta DS1104.

Finalmente para iniciar el proceso de traducción del modelo en *Simulink* a lenguaje C y su posterior compilación, primero se selecciona en la barra de direcciones de *Matlab*, la carpeta sobre en la cual se alojan todos los archivos referentes al proyecto, y luego se oprime el botón *Build* que se observa en la figura 1.1.

En el proceso se generan 4 archivos [dSPACE]:

1. **.SDF (System Description Files):** Posee la información principal del modelo, como la fecha de creación, relación de plataforma e identificador del modelo, tipo de conexión (BUS, NETWORK).
2. **.PPC:** Abreviatura de *PowerPC*, archivo objeto de la compilación de un modelo traducido de simulink a lenguaje C.
3. **.TRC:** Relaciona las variables y parámetros del sistema con sus respectivos nombres y referencias.
4. **.MAP:** Mapeo de memoria del archivo objeto.

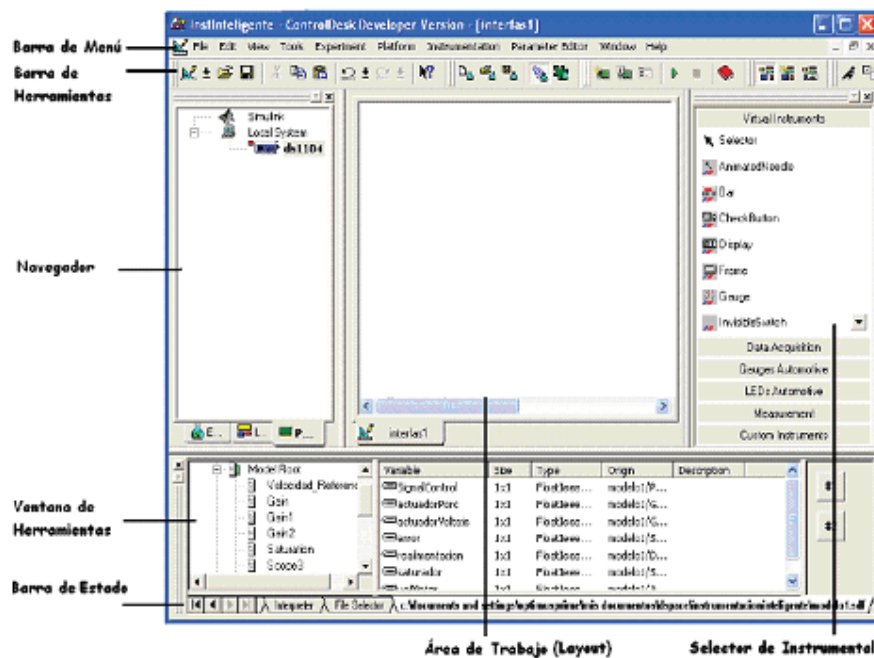
Nota:

El RTI data block siempre debe crearse al momento de compilación y no se puede copiar y pegar desde otros modelos.

1.2 ControlDesk

ControlDesk es el programa que suministra el *Kit DS1104*, como entorno de desarrollo para aplicaciones GUI, además de proveer tanto funciones de control y monitoreo, como entornos de programación en lenguaje C o Python. En resumen, es el ambiente natural de creación y administración de los experimentos del sistema *dSPACE*. La ventana principal de *ControlDesk* se puede apreciar en la figura 1.3.

Figura 1.3. Entorno de trabajo del programa ControlDesk



En *ControlDesk* se realizó la interfaz gráfica de usuario que permite visualizar y capturar los datos de entrada y salida del emulador, esta GUI, también permite interactuar en tiempo de ejecución con los parámetros y variables del diseño.

Para crear un nuevo experimento se selecciona *New Experiment* en el menú *File*, esto despliega una ventana en la cual se le da un nombre, autor, descripción, imagen y ubicación a su diseño.

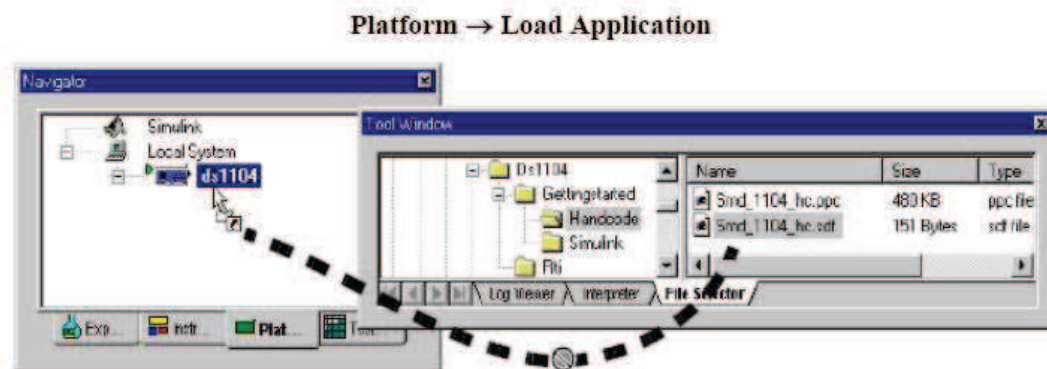
ControlDesk posee una gran cantidad de instrumentos virtuales (en su mayoría orientados a aplicaciones automotrices), para interactuar y visualizar cualquier variable o parámetro del modelo desarrollado.

Para desarrollar una GUI, primero es necesario crear una nueva área de trabajo o Layout sobre el cual se ubicaran los instrumentos virtuales, esto se logra al dar click sobre el instrumento deseado en el frame Virtual Instrument dSPACE (Figura 1.3), para luego asignar un tamaño al instrumento con el mouse sobre el área de trabajo.

Una vez terminado el entorno grafico, es necesario enlazar las variables y parámetros del modelo, con cada uno de los instrumentos virtuales, para esto, primero se debe cargar el archivo descriptor del sistema .SDF, sobre la tarjeta DS1104. El sistema DS1104 posee 2 tipos de memoria sobre la cual se puede cargar la aplicación a ejecutar:

- **Memoria Global:** Este tipo de memoria es volátil, o sea que no retiene información al desenergizar o reiniciar equipo, el sistema posee 32 MBytes de memoria SDRAM. Para cargar la aplicación sobre la memoria global, se debe arrastrar el archivo .SDF desde el File Selector hasta el icono de la tarjeta DS1104 que se encuentra sobre la etiqueta Platform en el frame de navegación de ControlDesk, como se muestra en la figura 1.3, o bien seleccionar el archivo desde:

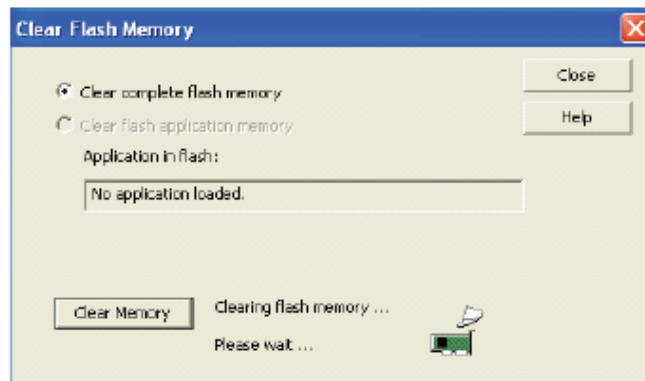
Figura 1.4. Cargar un modelo sobre la memoria global de la tarjeta DS1104.



Al descargar el archivo .SDF sobre la tarjeta, el sistema automáticamente ejecuta el modelo en tiempo real, para detener o reiniciar la ejecución.

- **Memoria Flash:** La tarjeta DS1104 posee 8 MBytes de memoria Flash (EEPROM). Esta memoria no es volátil, por lo cual la información permanece para ser cargada automáticamente al momento de iniciar el equipo de nuevo. Para cargar el modelo sobre la memoria Flash, se da click derecho sobre a etiqueta Platform en el frame de navegación de ControlDesk y se selecciona Load application to Flash, el programa indica que el modelo ha sido correctamente cargado, colocando una F roja bajo uno de los iconos del panel. El sistema DS1104 copia el modelo cargado sobre la memoria Flash sobre la memoria Global, así existirá diferencia entre el tiempo de ejecución si se arranca desde una u otra memoria [dSPACE]. La figura 1.5 enseña la forma de borrar los modelos residentes sobre la memoria flash.

Figura 1.5. Borrado de memoria Flash



Una vez cargado el modelo sobre la memoria, automáticamente el sistema lo ejecuta en tiempo real, ahora bien, para comenzar a interactuar con el sistema se debe habilitar el modo animación (*animation mode*),

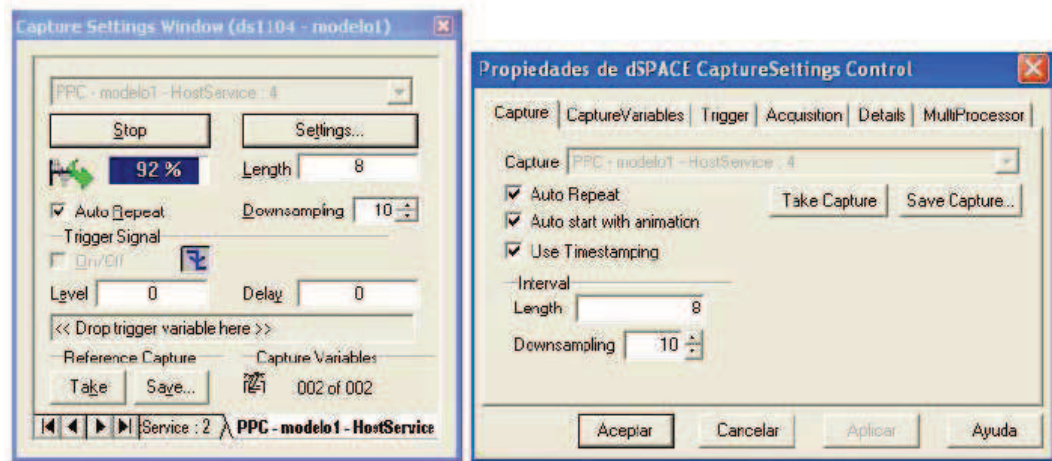
1.3 Captura de datos

Cuando ControlDesk se encuentra en modo animación, el programa guarda simultáneamente todos los datos de las variables que han sido previamente enlazadas con el instrumento virtual de visualización PlotterArray y que además se encuentren habilitadas

En la etiqueta CaptureVariables (Figura 1.6), sobre la memoria Global. Si se desea llevar estos datos, además de toda la información pertinente al experimento a un archivo .mat, se debe indicar el nombre y la dirección de dicho archivo en el campo Autosave dentro de la etiqueta Acquisition, el sistema lo guardara en el momento en que el proceso de simulación llegue al

100% ó también es posible guardarlo en cualquier instante que se desee, oprimiendo el botón Take (Figura 1.6).

Figura 1.6 Configuración de ControlDesk para la captura de datos



La longitud de la simulación esta dada por el valor en segundos del campo Length, si el campo AutoRepeat se encuentra habilitado, la simulación arrancara nuevamente desde el último estado, sin ningún cambio abrupto en la acción de control o cualquier valor del modelo. Si se establece un tiempo de simulación (length) demasiado grande, ControlDesk no será capaz de iniciar el modo animación. La causa principal de este problema, es que ControlDesk calcula la longitud de datos que residirán en memoria una vez se inicia en Animation Mode, si la cantidad de datos es muy grande (debido a una rata de muestreo muy pequeña) comparada con la memoria disponible, ControlDesk generara una interrupción y emitirá un pitido, para señalar el error. Una posible solución a este problema es asignar un valor de sub-muestreo en el campo DownSamplig (Figura 1.6)